CONTRIBUTION A LA CONCEPTION DE MOTEURS ÉLECTRIQUES ASSISTÉE PAR ORDINATEUR

THÈSE N° 541 (1984)

PRÉSENTÉE AU DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES TECHNIQUES

PAR

ALAIN ÉDOUARD PERRET

Ingénieur électricien EPFL

originaire de La Sagne (NE) et de Moudon (VD)

acceptée sur proposition du jury :

Professeur M. Jufer, rapporteur

Professeur M. Kant, corapporteur

Professeur J. Chatelain, corapporteur

Lausanne, EPFL

1984

Ce travail est dédié aux membres de ma famille

Remerciements

L'auteur tient à exprimer sa plus vive reconnaissance à tous ceux qui ont permis l'aboutissement de ce travail, et plus particulièrement à Monsieur le Professeur Marcel Jufer, directeur de thèse, à Monsieur le Professeur J.Neirynck, président du jury, à Messieurs les Professeurs J.Chatelain et M.Kant, experts, à Monsieur Mai Tu Xuan pour ses conseils relatifs au calcul des champs magnétiques, aux responsables du service informatique du département d'électricité, et à tous les membres du laboratoire d'électromécanique et de machines électriques de l'EPFL.

Table des matières:

<u>Annexes:</u>

Chapitre 1

PRESENTATION DU PROBLEME

1.1 Introduction et thème de l'étude:

Un travail de thèse sur le dimensionnement de moteurs électriques ? la littérature traitant de ce sujet est abondante et de qualité; il peut sembler, à priori, qu'il n'y ait pratiquement plus rien à dire à ce propos, et pourtant...

Commençons par un bref rappel historique.

A l'instar de la plupart des révolutions techniques jalonnant l'histoire de l'humanité, la construction des premières machines électriques est l'oeuvre de chercheurs limités par un manque considérable de connaissances. Très vite, ceux-ci ont tenté de prévoir les caractéristiques de leurs produits. Ils ont recouru, une fois de plus. aux méthodes éprouvées de l'analogie et de la similitude, ce qui conduit aux procédés empiriques encore en vigueur de nos jours: le nombre élevé de courbes et d'abaques auxquelles se réfèrent la plupart des spécialistes en témoigne.

Parallèlement, les physiciens ont développé des modèles permettant de simuler convenablement la plupart des phénomènes électromagnétiques. Malheureusement, leur emploi dans le domaine des moteurs électriques nécessite un volume de calculs considérable, ce qui en limite l'emploi. L'apparition des premiers calculateurs électroniques n'a que peu modifié cette situation.

Ce n'est que depuis ces toutes dernières années que l'usage de moyens informatiques puissants s'est généralisé et que n'importe quelle petite entreprise dispose d'ordinateurs performants.

Cette évolution conduit les ingénieurs à revoir leurs méthodes de travail; il est maintenant possible d'introduire peu à peu des modèles plus élaborés dans l'atelier des constructeurs, et d'unifier certaines théories qui avaient conservé un caractère disparate lié à l'extrême spécialisation qui a longtemps régné dans ce domaine.

Le travail présenté dans ce rapport participe à cette évolution. L'idée de départ consiste en la réalisation d'un logiciel permettant le

dimensionnement automatisé de machines électriques et l'étude comparative des performances de diverses solutions; c'est une occasion rêvée pour tenter de dégager des processus existants une méthode de calcul plus universelle, applicable à n'importe quel système électromécanique dans lequel les effets réluctants ne sont pas primordiaux.
Notre travail met simultanément en évidence les deux aspects de l'étude: les théories générales et la structure des programmes correspondants sont introduites au fur et à mesure de l'élaboration des dimensions d'une machine.
La section 1.2 donne une vue d'ensemble du travail effectué, avec un bref résumé des principes retenus et des méthodes de calcul correspondantes.

1.2 Résumé du travail accompli:

1.2.1 Introduction: structure du rapport:

Ce rapport commence par deux chapitres précisant le cadre du travail effectué:

- le chapitre 2 donne une définition de la "conception assistée par ordinateur" et précise la structure et le domaine d'application du logiciel développé;
- le chapitre 3 présente un rappel de quelques notions fondamentales relatives à la classification des machines électriques, ainsi que différentes relations physiques et mathématiques.

Suivent trois chapitres consacrés au calcul des dimensions des machines et à la structure des programmes correspondants:

- chapitre 4 : calcul des dimensions géométriques principales.
- chapitre 5 : calcul des flux et des perméances,
- chapitre 6 : choix des bobinages et calcul définitif des dimensions.

Ces trois chapitres sont brièvement résumés ci-après (paragraphes 1.2.3 à 1.2.5).
Les chapitres 5 et 6 montrent également comment calculer les performances des moteurs et comment simuler des régimes de fonctionnement particuliers.
Le chapitre 7 présente quelques applications de ce qui précède. sous la forme de comparaisons et de courbes diverses.
Enfin, le chapitre 8 conclut ce travail.
Quelques informations complémentaires sont rassemblées en annexe: elles

ne sont jamais exhaustives, mais attirent l'attention du lecteur sur certains problèmes pratiques, ou montrent diverses manières de les résoudre.

1.2.2 Terminologie et symboles utilisés:

En principe, la signification de tous les symboles utilisés est donnée dans la liste correspondante, en fin de rapport. Il peut arriver qu'un sens particulier soit attribuée à un symbole dans un cadre purement local; en pareil cas, des explications suivent immédiatement.
Pour alléger le texte, nous utiliserons indifféremment les termes de "machine" et de "moteur", étant bien entendu que, sauf mention contraire. il peut s'agir aussi bien d'un moteur que d'un générateur.

1.2.3 Calcul des dimensions géométriques:

Tous les systèmes électromécaniques ont deux points en commun:
- ils sont le siège d'une force mécanique;
- ils sont soumis aux équations de Maxwell. et plus particulièrement aux principes de Kirchoff appliqués aux circuits magnétiques (somme des différences de potentiel nulle sur une maille. conservation du flux).

A ces deux principes fondamentaux s'ajoutent des contraintes liées aux matériaux utilisés et à la forme géométrique du système. Les dimensions d'une machine peuvent donc être obtenues, de manière itérative. en cherchant une solution respectant les deux principes fondamentaux et les contraintes supplémentaires. L'itération se fait sur un nombre limité de grandeurs essentielles, telles que le diamètre d'alésage, dont dépendent toutes les autres dimensions de la machine.
D'une certaine manière, le processus de calcul agit comme un régulateur: le but à atteindre est de vérifier les principes fondamentaux: le moyen est la machine à construire; il y a deux types de consignes: fixes (contraintes) ou variables (grandeurs essentielles). La figure 1.1 montre cette structure.

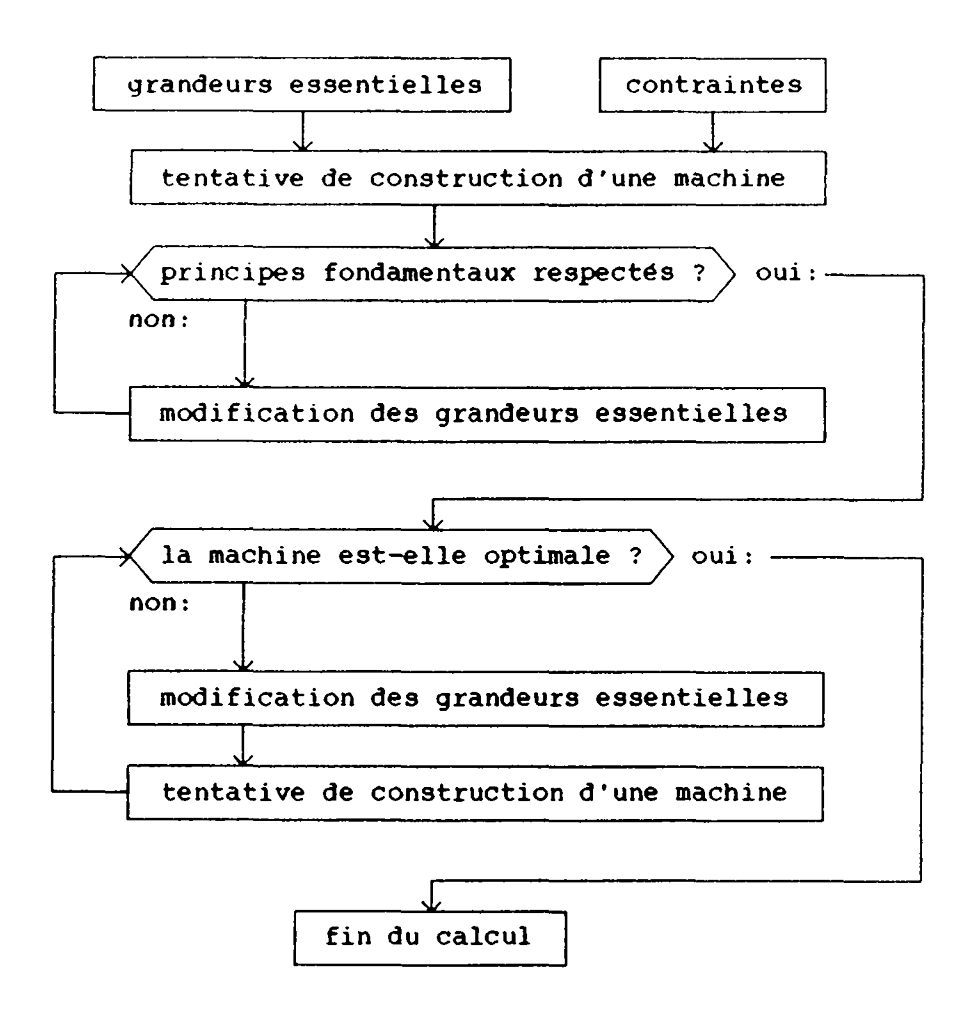


Figure 1.1: principe de dimensionnement d'un moteur électrique

1.2.4 Calcul des perméances, des flux et des bobinages:

Lorsque les dimensions géométriques d'une machine sont connues, il est encore nécessaire de déterminer les caractéristiques des bobinages (répartition des conducteurs dans les encoches, nombre de spires par bobine, etc...). La répartition des phases dans les encoches se fait selon les règles traditionnelles, généralisées à un nombre quelconque de phases. Par contre, la méthode utilisée pour le calcul du nombre de spires est originale; la détermination des perméances propres et mutuelles associées aux différentes parties de la machine est indispensable pour la simulation du fonctionnement; on en profite pour obtenir directement, en fonction du nombre de spires des bobinages, des relations exactes liant la tension réelle aux bornes de la machine et le

couple électromécanique, équations qu'il suffit alors de résoudre. (Traditionnellement, le nombre de spires est calculé en fonction de la tension induite à vide, inconnue à priori, et de facteurs correctifs).

1.2.5 Calcul des dimensions finales:

Les dimensions principales de la machine sont estimées au début des opérations. Ensuite, l'utilisateur a la possibilité de modifier quelques-unes d'entre elles (introduction des caractéristiques de "tôles" ou d'aimants du commerce). Lorsque les bobinages sont complètement déterminés, il est possible de simuler le comportement du moteur en régime permanent ou transitoire, et de comparer les valeurs obtenues avec le cahier des charges. En fonction du résultat, on peut modifier un ou plusieurs éléments de la machine et reprendre le calcul, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention d'une solution optimale.

Chapitre 2

LA CONCEPTION DE MACHINES ELECTRIQUES ASSISTEE PAR ORDINATEUR

2.1 Introduction:

Ce chapitre part d'une description assez générale des possibilités offertes par la CAO (Conception Assistée par Ordinateur) dans le domaine des moteurs électriques; il aborde brièvement les principaux domaines d'application et aboutit au cahier des charges que nous nous sommes fixé pour la suite du travail et à une première décomposition du problème en blocs.

2.2 Où finit le calcul, où commence la conception:

Le terme de "conception assistée par ordinateur" (CAO) est aujourd'hui utilisé à tort et à travers, ce qui lui vaut de perdre de sa substance. Alors que, pour le profane, cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques, les spécialistes utilisent plutôt le vocable de "X assisté par ordinateur (XAO)", où X peut être remplacé par "dessin", "fabrication", "conception", etc...
D'autre part, il est naîf de croire que l'emploi de moyens de CAO ne se justifie que lors du calcul de circuits électroniques intégrés.
Avant de disserter sur les différentes possibilités de la CAO dans le domaine des moteurs électriques, commençons donc par préciser quelques points. Selon le Petit Robert, la conception relève de la création d'un objet par la pensée et l'imagination. Un ordinateur est donc, par essence, incapable de concevoir. Toutefois, dans le travail de l'ingénieur, la création s'accompagne d'un certain nombre de tâches (opérations mathématiques ou logiques) fastidieuses et répétitives. Celles-ci peuvent être accomplies par des moyens automatiques.
La frontière entre le calcul pur et la CAO est relativement subjective. Pour nous, un groupe de programmes de calcul ne mérite le nom de "logiciel de CAO" que dans la mesure où il permet d'assister le travail

de l'ingénieur de manière simple, cohérente et suivie, d'un bout à l'autre d'un développement.
Un exemple concret illustre cette définition:
un programme de calcul des champs magnétiques dans une machine par la méthode des éléments finis ne devient logiciel de CAO que s'il est accompagné de programmes permettant une introduction simple de la géométrie, un maillage automatique, une analyse des résultats et une présentation synthétique de ces derniers.

2.3 Logiciels généraux et logiciels spécialisés:

Dans le domaine, très vaste, du calcul des dimensions et propriétés de moteurs électriques, on distingue essentiellement deux types de problèmes. Le premier est plutôt celui des constructeurs de machines; il s'agit de pouvoir améliorer un produit donné, existant, sans modifier fondamentalement sa structure. Le second est celui des utilisateurs; il s'agit là de déterminer le moteur optimal pour une application; le type de machine n'est plus imposé, il ne faut plus l'améliorer, mais le comparer à d'autres. Nous parlons de logiciels spécialisés dans le premier cas et de logiciels généraux dans le second. Ce travail de thèse porte sur le développement d'un logiciel général, et tous les chapitres suivants y sont consacrés.
Nous tenons cependant à présenter préalablement un bref exemple, imaginaire, de logiciel spécialisé: une fabrique de montres à quartz à affichage analogique souhaite recourir à l'informatique pour développer de nouveaux moteurs. Le type en est bien défini: ce sont des moteurs pas à pas "Lavet" (une bobine au stator, alimentation bipolaire monophasée, associée à un circuit magnétique de géométrie convenable, et à un aimant permanent à deux pôles au rotor). La description de la machine est aisée, puisque invariable; il suffit de trouver toutes les grandeurs géométriques importantes. Le calcul des dimensions principales et du comportement fera appel à des relations fondamentales pour les premières approximations, puis à l'interpolation ou l'extrapolation de courbes adimensionnelles ou de résultats expérimentaux pour un calcul plus détaillé. Il sera relativement simple d'introduire des paramètres tels que tolérances de fabrication, contraintes mécaniques, etc... puisque ceux-ci s'appliquent toujours à un même type de géométrie; leur influence sur les caractéristiques du moteur pourra être estimée. Enfin, un tel logiciel disposera de catalogues informatisés de pièces ou d'outils, et

pourra même avoir une certaine capacité d'adaptation par la mémorisation de nouvelles solutions calculées et testées, et par conséquent par un affinage permanent des coefficients et courbes utilisés lors du dimensionnement. La présentation des résultats pourra aller jusqu'à un dessin des plans d'usinage, toujours grâce à l'unicité de la structure examinée.
Dans le cas de logiciels généraux, par contre, la géométrie étudiée n'est pas unique. De nombreuses possibilités mentionnées ci-dessus deviennent alors impossibles car trop lourdes à programmer. Les résultats du calcul sont un peu moins précis, mais cela ne nuit que peu au but cherché, qui est, rappelons-le, de comparer des solutions.

2.4 Types de machines abordés dans ce travail:

Notre logiciel de conception assistée par ordinateur traite de la plupart des machines couramment utilisées dans des systèmes traditionnels. En particulier, nous parlerons de moteurs synchrones, asynchrones ou à courant continu classiques, mais également de génératrices synchrones à rotor à griffes, de machines excitées au moyen d'aimants permanents, et enfin de machines à rotor disque qui ont généralement de bonnes performances en accélération, et qui sont par conséquent utilisées dans les systèmes de transfert (machines-outil).
Par contre, nous n'entrerons pas dans le domaine très vaste des moteurs pas à pas, ni dans celui des machines spéciales (moteur Schragge, amplidyn, metadyn, moteur à hystérèse, etc...).
Enfin, nous nous limiterons à des puissances de l'ordre de quelques watt à quelques dizaines de kilowatt, avec des vitesses raisonnables. Nous éliminons les puissances extrêmes et les machines à haute vitesse à cause des problèmes très spécifiques qui y sont liés et qui peuvent à eux seuls faire l'objet de travaux de thèse.
Le nombre de phases et de pôles des moteurs étudiés est à priori quelconque.

2.5 Fonctions assumées par le logiciel:

Nous admettons que la personne qui désire étudier une machine électrique puisse se trouver dans trois situations.
Premièrement, elle peut avoir un objectif général, tel que le choix du

moteur le plus approprié pour un problème d'entraînement électrique. Elle connaît la puissance nécessaire, dispose d'une source d'énergie, et peut vouloir imposer certaines contraintes relatives aux dimensions, à l'inertie, etc...; le programme de calcul doit donc être capable de proposer une géométrie convenable à partir d'un minimum de données (puissance et vitesse).

Deuxièmement, cette même personne peut vouloir étudier ce qu'il est possible de réaliser à partir d'éléments disponibles (tôles ou aimants). Le programme calculera alors les bobinages, quelques dimensions complémentaires, le couple nominal, la tension induite (si elle existe), et les pertes.

Enfin, notre utilisateur peut disposer d'un moteur complètement dimensionné et vouloir simuler son comportement en régime statique ou dynamique. Telle est donc la troisième tâche que notre logiciel doit être à même d'accomplir.

En résumé, le système de calcul est conçu pour offrir trois possibilités complémentaires:

- calcul des dimensions géométriques fondamentales;
- dimensionnement à partir d'éléments connus;
- calcul des performances d'un moteur donné.

Sa structure est décrite avec plus de détails à la section suivante.

2.6 Approche informatique du problème:

2.6.1 Introduction:

Le but de ce rapport n'est pas de servir de mode d'emploi pour le logiciel développé. C'est pourquoi le détail de la rédaction des programmes ne sera pas abordé. Par contre, il est utile de présenter brièvement les grandes lignes de son organisation.

2.6.2 Choix de blocs fonctionnels:

Imaginons un instant un ingénieur face à un problème de dimensionnement lié à un entraînement électrique. Admettons qu'il connaisse la puissance et la vitesse du moteur désiré.

Sa première question se rapportera au type de machine à utiliser. Il voudra peut-être préciser ensuite un minimum de contraintes relatives,

par exemple, aux dimensions du système. Après cela, il calculera par des méthodes simples (coefficient d'utilisation, force surfacique, etc...) les dimensions approximatives du moteur. Il estimera alors le nombre d'encoches, la forme des pôles, et ira consulter un catalogue de pièces. Ayant fait son choix, il définira plus précisément les dimensions de sa machine et déterminera les caractéristiques des bobinages. Il calculera les pertes et les éléments du schéma équivalent pour estimer le couple et parfois pour simuler un régime de fonctionnement particulier. Enfin, en fonction des résultats, il modifiera la géométrie jusqu'à l'obtention d'une solution optimale.

La division de notre logiciel en blocs suit la même logique:

- CHOIX sert au choix d'un type de moteur;
- DEBUT établit la liste des programmes à appeler;
- INIT calcule ou vérifie les initialisations;
- PREDIM estime les dimensions approximatives des machines à rotor long (algorithmes présentés au chapitre 4);
- TOLES calcule les nombres d'encoches et prépare une fiche avec les caractéristiques souhaitées pour les éléments du commerce;
- LECTOL permet à l'utilisateur d'introduire les valeurs trouvées dans les catalogues et en vérifie la compatibilité;
- PREDPL et TOLPL effectuent les mêmes opérations que PREDIM, TOLES et LECTOL, mais pour des moteurs à rotor disque;
- BOBIN précise la répartition dans les encoches des bobines de chaque phase (annexe 7);
- FLUX1 et FLUX2 calculent les flux et les perméances associées aux différentes parties de la machine (chapitre 5);
- SPIRES détermine alors le nombre de spires des bobines (chapitre 6);
- DIMFIN calcule les dimensions finales de la machine (chapitre 6);
- PERTES estime les pertes et échauffements dans le moteur;
- à partir de ces valeurs, des programmes simulent les comportements en régime statique et dynamique (chapitres 5 et 6), et donnent quelques indications en vue d'éventuelles modifications de la géométrie.

2.6.3 Entrées et sorties de résultats:

En plus des blocs présentés ci-dessus, et qui concourrent directement au but visé, il est nécessaire de disposer de programmes permettant d'introduire des données et de consulter, de modifier, d'imprimer ou de dessiner les résultats. Dans notre cas, et compte tenu du matériel informatique à disposition, nous avons retenu la solution suivante:

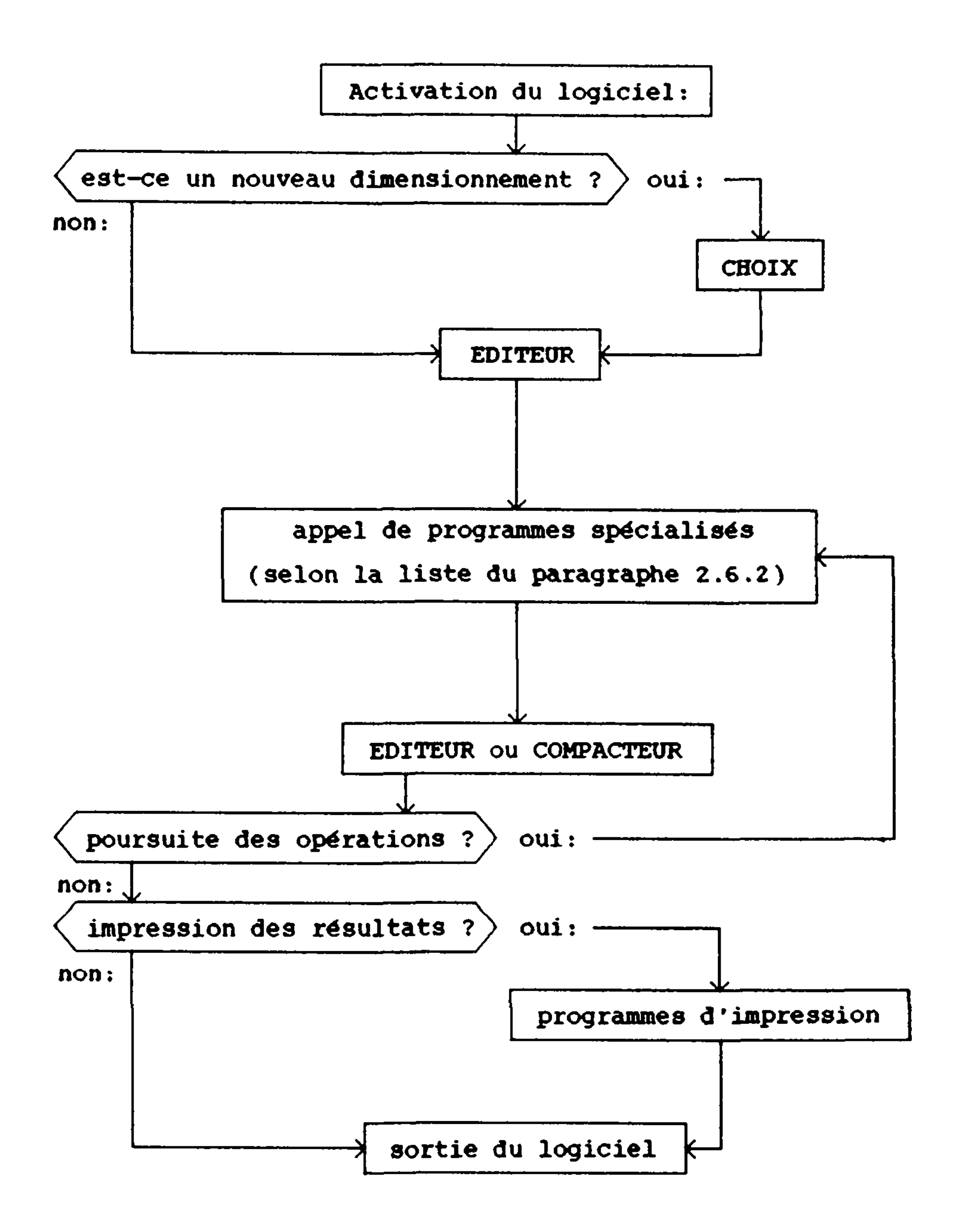
- toutes les données sont introduites sous la forme de caractères tapés sur le clavier du terminal (dialogue interactif avec l'ordinateur): un programme d'édition de données et de résultats a été écrit:
- les résultats sont présentés, selon leur nature, sous la forme de tableaux imprimés ou de schémas dessinés par une table traçante ou sur l'écran d'une station graphique.

2.6.4 Liaison entre les programmes de calcul:

Tous les programmes utilisent un fichier de données commun, comportant des lignes commençant par un numéro identifiant leur contenu. Chaque programme y cherche les valeurs qui lui sont nécessaires et écrit les résultats de ses calculs sur un second fichier de même nature. Après l'exécution de chaque étape du dimensionnement, les deux fichiers sont réunis au moyen de l'éditeur de données et de résultats. Le tout est géré par une procédure de commande qui contrôle l'appel de tel ou tel programme, la création ou la destruction de fichiers et l'aide à l'utilisateur.
Une attention particulière doit être portée sur la sécurité d'utilisation. Même en cas d'arrêt intempestif, une copie de la dernière version du fichier de données et de résultats est conservée, permettant à l'utilisateur de reprendre son calcul là où il l'avait laissé.

2.6.5 Organigramme général:

La figure 2.1 montre la structure générale de la procédure de commande qui contrôle le déroulement des opérations lors d'un dimensionnement. Les noms des programmes correspondent à ceux du paragraphe 2.6.2: EDITEUR et COMPACTEUR mettent à jour le fichier de données et de résultats: EDITEUR permet en plus de consulter ou de modifier la liste des programmes à appeler et différentes données et valeurs numériques.



En cas d'erreur: l'utilisateur a trois possibilités:

- retour au programme EDITEUR,
- retour au début du dernier programme appelé,
- sortie du logiciel.

Un système interactif d'information et d'aide à l'utilisateur est prévu; il peut être activé à partir de différents points du logiciel.

Figure 2.1: organigramme général du logiciel de CAO pour moteurs

2.7 Extension du logiciel, développements futurs:

Avant de clore ce chapitre, nous examinerons encore brièvement certaines possibilités d'amélioration du logiciel, en vue d'une éventuelle mise à disposition du tout ou de parties à des industriels.
La structure extrêmement ouverte du système de calcul permet d'introduire aisément d'autres types de machines et d'autres programmes destinés à des applications particulières; ceci dépend des besoins de l'utilisateur potentiel et de l'investissement financier consenti; nous n'en parlerons pas d'avantage.
Le dialogue graphique interactif entre l'ordinateur et l'ingénieur offre de nombreux avantages, non seulement sur le plan commercial (le programme ressemble plus à un "jouet" et se vend mieux), mais également sur le plan technique (l'utilisateur voit de manière globale et instantanée l'effet des modifications qu'il introduit et détecte plus facilement d'éventuelles erreurs).
Il serait donc souhaitable de faire un plus large usage de ces procédés, et plus particulièrement de transformer les programmes LECTOL et TOLPL. En l'état actuel des choses, ces deux routines utilisent le dialogue interactif classique (questions posées "en toutes lettres" à l'utilisateur, et réponse à introduire sous forme numérique par l'intermédiaire du clavier du terminal); il serait possible de transformer ce dialogue en un système interactif graphique moderne, où l'utilisateur introduirait les instructions souhaitées au moyen d'une table de digitalisation et d'une souris, ou d'un "stylo magnétique" promené sur l'écran du terminal, le programme adaptant automatiquement et instantanément les autres dimensions et générant une nouvelle vue d'ensemble du moteur.
Dans le même ordre d'idée, il serait souhaitable de pouvoir mémoriser les résultats du calcul de versions anciennes, et de pouvoir les rappeler en tout temps et les superposer à ceux d'autres versions directement sur l'écran du terminal, contrairement à ce qui se fait actuellement, où l'utilisateur doit demander au programme de tracer les résultats sur une feuille de papier et comparer ensuite les différents dessins.
Le reste de la structure du logiciel pourrait demeurer identique à ce qu'elle est, mais en rendant le dialogue interactif plus attractif (écran couleur, choix présentés sous la forme d'arbres de décision, etc...).
Malheureusement, ces améliorations se heurtent une fois de plus au manque de coordination entre les différents systèmes graphiques disponibles sur le marché; chaque année, de nouveaux "standards" sont annoncés, mais il

est actuellement impossible de savoir lequel finira par s'imposer. et l'adaptation continuelle d'un logiciel à un matériel périssable est terriblement coûteuse. Tant que les constructeurs de matériel informatique n'auront pas entrepris un sérieux effort dans le sens de l'uniformisation de leurs logiciels de base, les utilisateurs tels que nous seront le plus souvent contraints de recourir à des processus de dialogue ancestraux, mais fiables et peu coûteux.

Chapitre 3

RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS FONDAMENTALES

3.1 Introduction:

Le thème de cette étude est relativement vaste et ouvert, et par conséquent susceptible d'intéresser un public formé non exclusivement de spécialistes. Il est donc préférable de bien préciser les bases mathématiques et physiques disponibles, et tel est le but de ce chapitre. Les principaux points communs entre les différents types de machines y sont également rappelés.

3.2 La conversion électromécanique:

3.2.1 Les équations de Maxwell:

A partir d'expériences connues à l'époque, le génial physicien Maxwell a pu écrire les quatre équations fondamentales décrivant tous les phénomènes électromagnétiques:

$$\mathrm{rot}\ E = -\ \partial B/\partial t \qquad (3.1)$$

$$\mathrm{div}\ D = q \qquad (3.2)$$

$$\mathrm{rot}\ H = J + \partial D/\partial t + q \cdot v \qquad (3.3)$$

$$\mathrm{div}\ B = 0 \qquad (3.4)$$

Dans les problèmes relevants de la conversion électromécanique classique. le terme dD/dt de 3.3 est négligeable et il n'y a pas de charges volumiques q, d'où:

$$\mathrm{div}\ D = 0 \qquad (3.2')$$

$$\mathrm{rot}\ H = J \qquad (3.3')$$

A cela s'ajoutent des équations relatives aux matériaux utilisés:

$$E = \rho \cdot J \qquad (3.5)$$

$$B = \mu \cdot (H + M) \qquad (3.6)$$

$$D = \epsilon \cdot E \qquad (3.7)$$

Dans des matériaux électriquement homogènes, la permittivité ϵ et la résistivité ρ ne dépendent pas de la position et on obtient en groupant (3.2), (3.5) et (3.7):

$$\mathrm{div}\ J = 0 \qquad (3.8)$$

On remarquera en outre que les produits

$$E \cdot J \qquad (3.9)$$

$$B \cdot H \qquad (3.10)$$

ont la dimension d'une puissance (3.9) et d'une énergie (3.10) par unité de volume, et que

$$S = E \wedge H \qquad (3.11)$$

$$F = J \wedge B \qquad (3.12)$$

sont respectivement une puissance par unité de surface (vecteur de Poynting) et une force par unité de volume (force de Laplace).

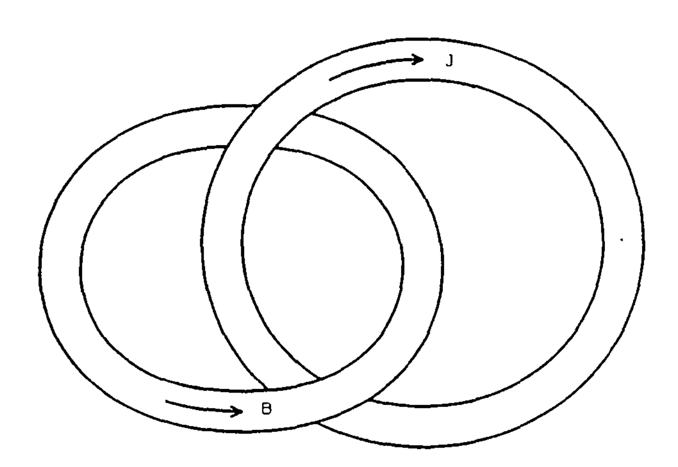


Figure 3.1: imbrication des phénomènes électriques et magnétiques

Enfin, les équations (3.3') et (3.6) montrent que tout courant crée un champ magnétique. Réciproquement, toute variation de l'induction en un point de l'espace et en fonction du temps crée, d'après (3.1) et (3.5).

un courant.
La figure 3.1 illustre cette imbrication des phénomènes magnétiques et électriques. la référence [13] établit des liens intéressants entre les relations ci-dessus et les lois de la thermodynamique.

3.2.2 Formes de la conversion électromécanique:

Les quelques considérations ci-dessus nous amènent tout naturellement aux phénomènes susceptibles d'être utilisés dans des machines électriques. Les deux premiers font directement appel à la relation (3.12); ce sont:
- l'interaction aimant - courant
- l'interaction courant - courant;

les deux autres découlent plutôt de (3.10):
- l'interaction courant - matière ferromagnétique
- l'interaction aimant - matière ferromagnétique.

Dans tous les cas, l'aimant ou le premier courant permet la création d'un champ magnétique, et par conséquent d'une induction. Pour les deux premiers phénomènes, un courant est plongé dans ce champ et il en résulte une force. Pour les deux derniers, des modifications de la géométrie provoquent une variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans le système, d'où un changement de l'énergie mécanique.
Il est bien évident que la paire aimant - matière, ne recevant aucune énergie électrique de l'extérieur, ne peut pas intervenir seule dans une machine. De même, nous ne nous intéresserons pas aux systèmes dans lesquels l'interaction courant - matière est la seule utilisée; en effet, elle présente un rapport (puissance mécanique / volume) défavorable et conduit à des moteurs gros relativement à leurs performances. En pratique, et pour les dimensions qui nous intéressent, seules les deux premières solutions (interaction courant - courant ou aimant - courant) seront retenues. Le choix de l'une ou de l'autre dépend de nombreux facteurs, tels que puissance, limites mécaniques, prix, entretien. etc... dans le détail desquels nous n'entrerons pas. Notons cependant que les interactions courant - matière ou aimant - matière ne disparaissent presque jamais totalement, et que leurs effets, secondaires, sont parfois recherchés, ou au contraire nuisibles.

3.2.3 Construction des machines électriques:

Il existe de nombreuses possibilités de disposer dans l'espace les éléments indispensables pour mettre en application les phénomènes étudiés

ci-dessus, qui impliquent, rappelons le, la présence de courants et d'induction magnétique. Nous nous intéressons aux machines tournantes: nous aurons donc un stator, fixe par rapport au support, et un rotor. L'un et l'autre doivent obligatoirement comporter soit des conducteurs électriques, soit des aimants permanents. Des pièces assurant un guidage de l'induction sont également nécessaires; elles sont le plus souvent réalisées en alliage de fer massif ou en empilage de tôles. L'annexe 1 montre, par quelques figures, certaines dispositions typiques utilisées couramment, et qui seront reprises pour la suite de ce travail.

3.3 Classification des machines électriques:

3.3.1 Introduction:

Dans cette section, nous nous intéresserons à la classification des différents types de machines électriques à partir de leurs propriétés et d'éventuelles similitudes.
Habituellement, les auteurs distinguent les machines synchrones, les machines asynchrones et celles à collecteur. Cette démarche est favorable à de nombreux points de vue; en particulier, elle correspond à des domaines d'application et elle implique un type d'alimentation. Par contre, elle ne rend pas toujours bien compte des différences de conception. Deux autres critères de classification nous semblent intéressants dans le contexte qui nous préoccupe: l'un est basé sur le fait que les éléments actifs sont groupés en inducteur et en induit, et nous aurons donc les machines à induit au rotor et celles à induit au stator; l'autre s'appuie sur la différence existant entre les machines dont le stator et le rotor sont alimentés à partir de sources externes, ou comportent des aimants permanents, par opposition à celles dont les courants parcourant le stator ou le rotor sont créés à partir de ceux circulant dans l'autre élément par un effet de glissement. Les deux paragraphes ci-après vont nous permettre de justifier ces distinctions.

3.3.2 Machines à induit au stator et machines à induit au rotor:

Traditionnellement, on nomme inducteur la partie de la machine qui crée la tension induite, et induit celle dans laquelle elle apparaît en fonctionnement normal. Cette définition est évidemment discutable. dans

la mesure où les rôles pourraient presque toujours être inversés.
Pour nous, l'inducteur sera:

- dans les machines synchrones classiques : l'excitation.
- dans les machines à collecteur : également l'excitation,
- dans les machines asynchrones : le bobinage alimenté par le réseau:

par conséquent, nous appelerons induit:

- le bobinage polyphasé des machines synchrones,
- le bobinage lié au collecteur des machines qui en ont un,
- le bobinage en court circuit des machines asynchrones.

Ainsi, la plupart des machines synchrones classiques ont l'induit au stator et l'inducteur au rotor, à l'inverse des machines asynchrones et de celles à collecteur.

Le rôle de l'inducteur est de créer un potentiel magnétique suffisant pour obtenir une induction dans l'entrefer et pour vaincre la réaction d'induit. L'induit est l'élément qui, en commun avec l'induction d'entrefer, crée le couple.

Les avantages de ce type de classification seront mis en évidence lorsque nous aborderons pratiquement le problème du calcul des dimensions des machines.

3.3.3 Machines avec ou sans glissement:

Dans les machines asynchrones, seul le stator ou le rotor, mais jamais les deux, sont connectés à l'alimentation externe. Une différence de vitesse entre l'induit et le champ magnétique créé par l'inducteur. le glissement, est indispensable pour que l'induit "voie", en chacun de ses points et en fonction du temps, une induction variable, d'où apparition (équations (3.1), (3.5) et (3.12)) d'un champ électrique, de courants et finalement d'une force. Tel n'est pas le cas des machines synchrones en régime permanent, dans lesquelles la fréquence des phénomènes électromagnétiques est imposée de l'extérieur, tant pour le stator que pour le rotor, ce qui conduit à une vitesse mécanique précise et à l'absence de glissement. Les machines à collecteur s'apparentent aux machines synchrones; l'induit est alimenté à une fréquence proportionnelle à la vitesse au moyen d'un onduleur mécanique que les allemands nomment à juste titre "commutateur". La distinction entre machines avec ou sans glissement prend toute son importance lors du calcul des performances.

3.4 Schéma magnétique équivalent:

Les équations de Maxwell (paragraphe 3.2.1) montrent l'analogie existant entre les phénomènes électriques et les phénomènes magnétiques, et plus particulièrement entre l'induction et la densité de courant, respectivement entre les champs magnétique et électrique. Des grandeurs intégrales peuvent être définies:

$$\Phi = \iint B \cdot dS \tag{3.13}$$
$$\Theta = \int H \cdot dl \tag{3.14}$$

Le flux (3.13) et le potentiel magnétique (3.14) sont liés par (3.15):

$$\Phi = \Lambda \cdot \Theta \quad \text{ou} \quad \Theta = R_m \cdot \Phi \tag{3.15}$$

Les grandeurs Λ et R_m sont données par:

$$\Lambda = \iint \mu \cdot dS / l \tag{3.16}$$
$$R_m = \int dl / (\mu \cdot S) \tag{3.17}$$

L'analogie entre (3.15) et la loi d'Ohm (3.18) est évidente:

$$U = R \cdot I \tag{3.18}$$

avec

$$R = \int \rho \cdot dl / S \tag{3.19}$$

Il est par conséquent possible d'utiliser les lois de Kirchhoff relatives aux circuits électriques également dans l'étude de problèmes magnétiques. Les bobinages et les aimants deviennent des sources de potentiel:

$$\Theta_b = N \cdot I \tag{3.20}$$
$$\Theta_{aim} = H_0 \cdot l_{aim} \tag{3.21}$$

3.5 La méthode des potentiels aux limites:

De manière générale, cette méthode permet de résoudre l'équation de Laplace dans un domaine homogène fermé à partir de la connaissance des

conditions aux limites de ce domaine.

Les développements ci-après sont fortement résumés et concernent le cas bidimensionnel; notons qu'ils peuvent être généralisés pour la résolution de problèmes tridimensionnels.

Soit C, un contour englobant une région R du plan.

Un potentiel Θ dans R peut être produit par des sources situées sur C.

Soit σ(C), une distribution de sources sur C;

le potentiel en tout point p de R est donné par:

$$\Theta(p) = \oint_C \sigma(C') \cdot \ln(K / [p - p']) \cdot dC' \qquad (3.22)$$

avec K = constante (supérieure à la valeur maximale de la distance [p - p']).

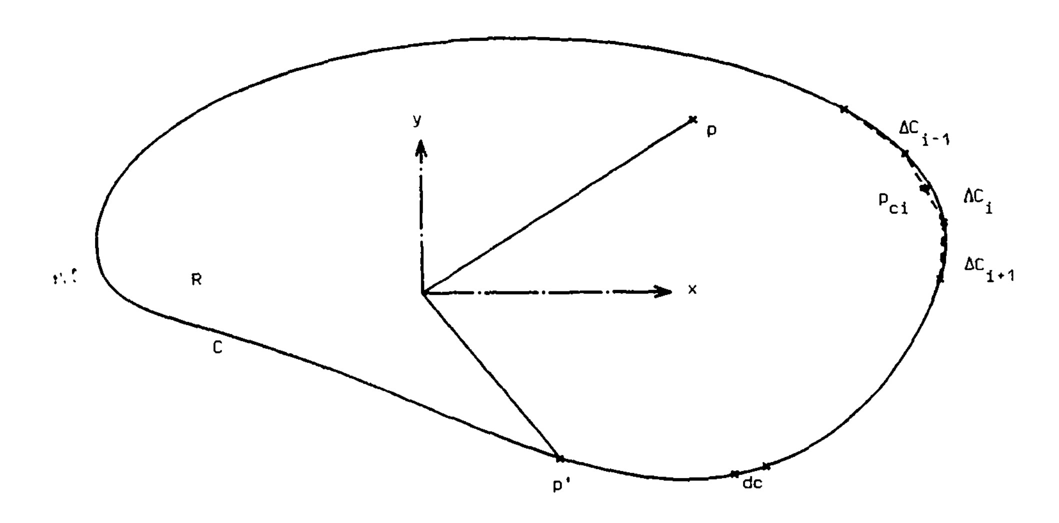


Figure 3.2: domaine étudié

Le problème est de connaître σ en tout point de C. Il existe généralement, pour les problèmes qui nous concernent, deux types de conditions aux limites:

- la condition de Dirichlet : $\alpha \cdot \Theta = \gamma(C)$ (3.23)
- la condition de Neumann: $\beta \cdot d\Theta/dn = \gamma(C)$ (3.24)

avec n = normale à C au point considéré.

Une possibilité de calculer σ consiste en la décomposition de C en une somme de n segments ΔC_i et en le fait de poser:

$$\sigma = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i \cdot P_i(C) \quad (3.25)$$

avec $P_i(C) = 1$ sur le segment i et zéro partout ailleurs.

On obtient ainsi:

$$\Theta(P) = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i \cdot \xi_i(P) \quad (3.26)$$

avec $\xi_i(p) = \int_{\Delta Ci} \ln(K / [p - p']) \, dC'$ (3.27)

En définissant p_{Ci} comme le point milieu de ΔC_i, on obtient:

$$\sum_{i=1}^{N} (\sigma_i \cdot (\alpha \cdot \Psi_i + \beta \cdot d\Psi_i/dn) \text{ en } p=p_j) = \gamma_j$$

pour j allant de 1 à N.

avec α, β, γ : conditions aux limites en p_{Ci}

Ψ_i = valeur de la source sur le segment i.

Il reste à résoudre ce système pour obtenir les σ_i, et par conséquent la possibilité d'évaluer Θ en n'importe quel point de R.

3.6 La méthode de Runge-Kutta:

Cette méthode permet de résoudre numériquement un système d'équations différentielles non linéaires et fonctions du temps. Soient n équations du type:

$$dy_m/dt = f_m(y_1,\ldots,y_n,t) \quad (3.28)$$

L'intégration numérique consiste en le calcul des valeurs $y_m(t+\tau)$ à partir des valeurs $y_m(t)$ au moyen des formules suivantes:

$$k_{m1} = \tau \cdot f_m(y_1(t),\ldots,y_n(t),t) \quad (3.29)$$
$$k_{m2} = \tau \cdot f_m((y_1(t)+k_{11}/2),\ldots,(y_n(t)+k_{n1}/2),(t+\tau/2)) \quad (3.30)$$
$$k_{m3} = \tau \cdot f_m((y_1(t)+k_{12}/2),\ldots,(y_n(t)+k_{n2}/2),(t+\tau/2)) \quad (3.31)$$
$$k_{m4} = \tau \cdot f_m((y_1(t)+k_{13}),\ldots,(y_n(t)+k_{n3}),(t+\tau)) \quad (3.32)$$

$$y_m(t+\tau) = y_m(t) + (k_{m1} + 2\cdot k_{m2} + 2\cdot k_{m3} + k_{m4}) / 6 \qquad (3.33)$$

La convergence des itérations est bonne à condition de choisir τ inférieur à la plus petite constante de temps du système modélisé.
Il existe des procédures de calcul qui optimisent automatiquement le pas τ en fonction de l'évolution des résultats; leur emploi devrait toujours être l'objet d'une extrême prudence.

3.7 Décomposition en série de fonctions:

Pour clore ce chapitre, nous rappelons encore brièvement l'existence d'un type de transformation mathématique.
L'analyse vectorielle permet de définir des repères (bases) dans l'espace groupant un nombre suffisant d'éléments pour que tout vecteur puisse être décomposé en une combinaison linéaire des vecteurs de la base. De même, dans l'espace des fonctions, il est possible de trouver des bases à partir desquelles n'importe quelle fonction peut être décrite. Les décompositions les plus connues et les plus utilisées dans le domaine des machines électriques sont la série de Fourier et sa généralisation, la transformée de Fourier.
Le lecteur intéressé trouvera dans la référence [12] d'autres décompositions qui peuvent présenter un intérêt dans des cas particuliers, tels que le traitement de fonctions discrètes. Ces transformations facilitent parfois considérablement les opérations ou diminuent le nombre de paramètres (nombres) nécessaires pour décrire un phénomène. Il en résulte des gains en temps de calcul et en place mémoire dans les ordinateurs, d'où des programmes plus performants.

Chapitre 4

CALCUL DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DES MACHINES ELECTRIQUES

4.1 Introduction:

Le premier calcul des dimensions géométriques d'une machine est la phase la plus complexe de sa conception en même temps que celle qui laisse le plus de libertés quant au choix des moyens mis en oeuvre pour y parvenir. En effet, partant de presque rien, le programme de calcul propose une géométrie partiellement optimisée, l'optimum étant toujours un compromis entre des qualités techniques et économiques. On distingue, dans le cas général, trois étapes principales:

- des initialisations,
- un calcul simple, mais aussi réaliste que possible, des dimensions de la machine à construire, compte tenu des contraintes,
- la préparation de documents permettant à l'utilisateur de choisir des éléments (tôles, aimants permanents) disponibles dans le commerce, ou d'établir le dessin de pièces à réaliser sur mesure.

Dans ce chapitre, nous commençons par aborder brièvement le problème des initialisations. Les deux principes fondamentaux permettant de dimensionner des moteurs électriques sont ensuite résumés; ce sont:

- les méthodes procédant par analogie avec des cas connus,
- les procédés basés sur la résolution des équations fondamentales de l'électromécanique.

Les objectifs de notre travail nous conduisent au choix d'une méthode de calcul utilisant l'équation de Laplace (relation 4.4). On en déduit un système d'équations, et différentes manières de le résoudre. Une description très générale de l'organisation des programmes de calcul correspondants et le problème du choix des nombres d'encoches terminent cette partie du rapport.

4.2 Initialisations:

En plus des données indispensables, relatives aux caractéristiques mécaniques (puissance, vitesse) et électriques (tension d'alimentation. fréquence, nombre de phases), il est nécessaire de disposer d'un certain nombre de valeurs se rapportant aux matériaux utilisés et aux dimensions du système. Parmi celles-ci, mentionnons:

- les caractéristiques magnétiques (B = f(H)) des matériaux;
- le chiffre de perte des tôles;
- la résistivité des conducteurs;
- les densités de courant admissibles;
- les inductions maximales dans les différentes pièces en fer;
- les dimensions externes (longueur, diamètre) minimales et maximales:
- le diamètre d'alésage à ne pas dépasser (tenue mécanique du rotor, force centrifuge);
- le diamètre du bout d'arbre en fonction du couple mécanique:
- le diamètre interne de la partie électromagnétique, ou diamètre de la jante rotorique (le plus souvent, diamètre interne de la culasse rotor).

Le programme de calcul propose des valeurs standard, calculées si nécessaire à partir de la puissance et de la vitesse du moteur (relations données à l'annexe 2), tout en laissant à l'utilisateur la possibilité de les modifier.

4.3 Calcul des dimensions de la machine: principes fondamentaux:

4.3.1 Introduction:

Le but de cette section est de mettre en évidence les avantages et les inconvénients respectifs des deux principales philosophies de dimensionnement de moteurs électriques.

4.3.2 Méthodes procédant par analogie:

Supposons que l'utilisateur dispose des plans d'une machine semblable. tant par la structure que par la puissance, à celle qu'il veut construire. Il lui est alors possible de calculer les dimensions de son moteur par extrapolation. Tel est le principe fondamental régissant

l'ensemble des méthodes procédant par analogie. La plus connue est celle du coefficient d'utilisation, qui conduit à une équation de départ relativement simple:

$$P = C \cdot d_a^2 \cdot l_i \qquad (4.1)$$

où C est un coefficient empirique fonction du type, de la vitesse et de la puissance du moteur. De nombreuses abaques permettent de l'estimer pour la plupart des grosses machines (puissance supérieure au MW). Par contre, pour les petits moteurs, dont la structure dépend fortement de l'application prévue, il n'existe pratiquement aucune référence sérieuse. En introduisant dans (4.1) une condition portant sur le rapport entre le diamètre actif moyen (ou diamètre d'alésage) d_a et la longueur idéale d'induit l_i, il est possible de déterminer les dimensions du rotor du moteur. La suite des calculs s'appuie sur un mélange de relations empiriques ou mathématiquement démontrables.
Il est à remarquer que le coefficient d'utilisation C contient implicitement une valeur numérique pour la plupart des paramètres dont dépend la géométrie de la machine.
Une autre méthode de calcul, utilisant les lois de similitude, part directement des dimensions de la machine disponible, et les amplifie ou les réduit en fonction de relations simples. Elle est rarement utilisée.
Compte tenu du but que nous nous sommes fixé, qui est, rappelons-le, de développer un logiciel permettant de dimensionner n'importe quel type de petite machine plus ou moins spéciale en évitant autant que faire se peut les références à des coefficients expérimentaux, il est évident que ces méthodes conviennent mal.

4.3.3 Résolution des équations fondamentales de l'électromécanique:

Cette méthode part du principe que, pour calculer les dimensions d'une machine électrique, il faut au minimum satisfaire les deux contraintes suivantes:
- le couple doit être égal à celui exigé,
- la circulation de l'induction souhaitée dans les différentes parties doit être possible.

Ces deux exigences correspondent à deux équations générales:

$$M_\delta = (\pi \cdot d_a \cdot A_1) \cdot l_i \cdot B_\delta \cdot d_a / 2 \qquad (4.2)$$

avec $(\pi \cdot d_a \cdot A_1)$ = courant équivalent total de l'induit.
et:

$$\Theta_{exc} = \Theta_{ri} + R_m \cdot \Phi \qquad (4.3)$$

L'égalité (4.2) provient de l'équation de Laplace:

$$F = i \cdot dl \wedge B \qquad (4.4)$$

Le lecteur attentif émettra immédiatement une objection: la relation (4.4) n'est à priori valable que pour un conducteur entouré de vide: de plus, elle n'est correcte qu'à condition de prendre les vecteurs i·dl et B au même endroit. Or, dans notre cas, nous considérons l'induction dans l'entrefer, et des courants situés dans des encoches, donc ailleurs et partiellement entourés de pièces ferromagnétiques.
Il est néanmoins possible de démontrer que la présence du fer correspond à l'introduction d'un courant supplémentaire dans le vide, et que, dans ces conditions, la relation (4.2) est bien équivalente à (4.4).
On remarque également que l'équation (4.2) est totalement indépendante d'un éventuel nombre d'encoches. La présence du fer est implicitement contenue dans le courant linéique d'induit A_1, car celui-ci est fonction du rapport entre l'espace occupé par les dents et l'espace occupé par les conducteurs.
Contrairement à la relation (4.1), les équations (4.2) et (4.3) offrent un accès direct aux différents paramètres dont dépend la géométrie du moteur, mais, toute médaille ayant son revers, il est indispensable de disposer d'un ensemble plus complet de relations qui compensent cette liberté et guident le système vers une solution convenable.

4.3.4 Choix d'une méthode de dimensionnement:

Compte tenu de ce qui précède, on constate que seule une méthode basée sur la résolution des équations fondamentales de l'électromécanique offre suffisamment de souplesse pour permettre un dimensionnement automatique de n'importe quel type de machine avec, à priori, n'importe quel type de contraintes, aussi bien électriques que magnétiques ou mécaniques, et n'importe quels matériaux.

4.4 Choix d'une méthode de résolution:

4.4.1 Introduction:

Il est temps d'examiner l'allure générale du système d'équations résultant des considérations de la section précédente, et qui permet de calculer l'ensemble des dimensions géométriques de la machine. Les relations composant ce système sont décrites dans les annexes 3 et 4.
Les problèmes liés à sa résolution sont ensuite abordés; deux méthodes sont présentées, l'une étant plus subtile que l'autre, mais également beaucoup plus performante. Son application au dimensionnement de machines électriques est relativement originale.

4.4.2 Description du système d'équations:

On distingue trois types d'équations:

- les relations d'égalité, liant plusieurs grandeurs,
- les contraintes "internes", limitant certaines grandeurs pour des raisons mécaniques ou électromagnétiques,
- les contraintes imposées par l'utilisateur ou résultant des initialisations (section 4.2), qui peuvent également porter sur des grandeurs mécaniques ou électromagnétiques.

Un bref coup d'oeil au contenu des annexes 3 et 4 montre que les relations d'égalité sont rarement linéaires. On dispose donc d'un système de n équations à m inconnues, plus ou moins redondant, et non linéaire.
Une résolution analytique est impossible dans la plupart des cas.
Il faut tout de même remarquer que ce système est très creux; autrement dit, chaque équation ne contient qu'un petit nombre de variables. Ceci est important pour son traitement.
Le principal problème à résoudre est de déterminer dans quel ordre et selon quelle méthode calculer les différentes dimensions afin d'obtenir une solution convenable, avec des temps de calcul faibles et une démarche aussi indépendante que possible du type de machine abordé. Les paragraphes suivants traitent de ce problème.

4.4.3 Résolution itérative globale désordonnée:

Ce procédé consiste en le fait de résoudre simultanément l'ensemble des relations au moyen d'algorithmes itératifs relativement lourds. Compte tenu de la structure du système d'équations, et particulièrement du fait qu'il est très creux, une telle méthode est remarquablement peu efficace. D'autre part, toute modification ou adjonction de contraintes est difficile, sinon impossible.

4.4.4 Résolution itérative séquentielle ordonnée:

En observant attentivement l'ensemble des relations d'égalité (annexe 3), on constate qu'il suffit de connaître un très petit nombre de dimensions pour pouvoir en déduire séquentiellement l'ensemble de la géométrie de la machine. L'idée et la méthode de résolution consistent donc en le fait d'imposer plus ou moins arbitrairement ces quelques grandeurs fondamentales, puis à essayer de construire une machine, jusqu'à ce que le calcul aboutisse ou qu'une contrainte ne soit pas respectée.
Ensuite, on modifie l'une ou l'autre de ces grandeurs jusqu'à:

- aboutir à une impossibilité définitive (plusieurs contraintes contradictoires étant simultanément violées, telles que, par exemple, diamètre externe et longueur totale de la machine trop grands), ce qui met un terme au calcul,
- obtenir une machine possible (toutes les contraintes sont satisfaites),
- obtenir une machine optimale (le critère d'optimisation étant fonction des objectifs du concepteur).

A l'usage, ce procédé fait preuve d'une souplesse remarquable.
Ce qui précède nous conduit à la définition ci-après.

4.4.5 Définition: grandeurs ou dimensions essentielles:

Pour chaque type de machine, il est possible de classer les différentes dimensions à partir de leur lien plus ou moins direct avec, par exemple, le couple électromécanique du moteur. Ainsi, le diamètre d'alésage, la longueur active, l'induction d'entrefer, apparaissent directement dans l'équation (4.2) qui permet de calculer le couple.
Cependant, dans le cas général, ces grandeurs importantes ne sont pas totalement indépendantes les unes des autres.
Nous appellerons grandeurs essentielles les dimensions géométriques qu'il est indispensable de connaître pour pouvoir calculer une machine complète

et unique. Ces grandeurs ne doivent pas être confondues avec les contraintes, telles que le diamètre de l'arbre ou les inductions maximales dans le fer, qui ne peuvent pas être choisies librement.

4.4.6 Choix des dimensions essentielles:

Le choix de ces grandeurs est soumis à de nombreux critères, qui ressortent principalement de la définition du paragraphe précédent. En pratique, on constatera (voir annexes 5 et 6), que seules des dimensions telles que le diamètre actif moyen, l'induction dans l'entrefer, la longueur idéale d'induit, et éventuellement le diamètre interne de la partie électrique, peuvent être prises en considération. L'attribution d'une "priorité" ou d'un rôle privilégié à l'une ou l'autre d'entre elles sera fonction des optimisations prévues.

4.4.7 Conclusion:

Les équations de dimensionnement, basées sur les lois fondamentales de l'électromagnétisme et de l'électromécanique, forment un système tel que seule une méthode de résolution numérique itérative est possible. Un processus de résolution original, plus proche de la théorie du réglage que des mathématiques traditionnelles, confère une grande souplesse d'utilisation et d'adaptation au logiciel.

4.5 Structure générale des procédures de dimensionnement:

4.5.1 Introduction:

Il est temps d'examiner l'influence des choix présentés dans les deux sections précédentes sur la structure de la routine calculant les premières dimensions géométriques de la machine.
Cette section commence donc par la présentation d'une hiérarchie des opérations à effectuer.
Nous examinerons ensuite brièvement les algorithmes de réglage et d'optimisation.

4.5.2 Décomposition de la routine de calcul en modules imbriqués:

Cette décomposition découle tout naturellement des considérations du paragraphe 4.4.4. Nous aurons donc:
- quelques opérations préliminaires, telles que lecture des données et initialisation de variables de contrôle,
- le choix de valeurs initiales pour l'ensemble des grandeurs essentielles,
- un ensemble d'opérations répétées aussi longtemps que le programme rencontre des contraintes non respectées, et qui consiste en:
  . la tentative de construire une machine avec les grandeurs essentielles imposées, cette opération pouvant à son tour être décomposée en modules assumant, par exemple, l'ensemble des calculs liés au rotor de la machine ou à son stator,
  . la modification d'une ou de plusieurs grandeurs essentielles en fonction du type de contrainte non respectée,
- à ce stade du calcul, le programme dispose d'un groupe de valeurs pour les grandeurs essentielles qui conduit à une solution possible, à moins qu'il n'ait détecté une impossibilité majeure. Dans le premier cas, on effectue les opérations suivantes aussi longtemps que la machine n'est pas optimale et qu'il est encore possible de l'améliorer:
  . modification d'une grandeur essentielle en fonction de l'optimisation souhaitée et des résultats des calculs précédents.
  . tentative de construction d'un moteur,
  . comparaison de la nouvelle solution avec les précédentes, afin de déterminer la direction à suivre pour les nouvelles modifications des grandeurs essentielles,
- lorsque le programme arrive en ce point, les valeurs des grandeurs essentielles conduisant à la meilleure machine sont connues. On reprend encore une fois le calcul du moteur, puis on prépare les résultats en vue de leur inscription sur un fichier.

Cette structure en deux parties, recherche d'une solution possible puis d'une solution optimale, se retrouve dans tous les programmes de dimensionnement, quel que soit le type de moteur étudié. La figure 4.1 illustre ce processus:

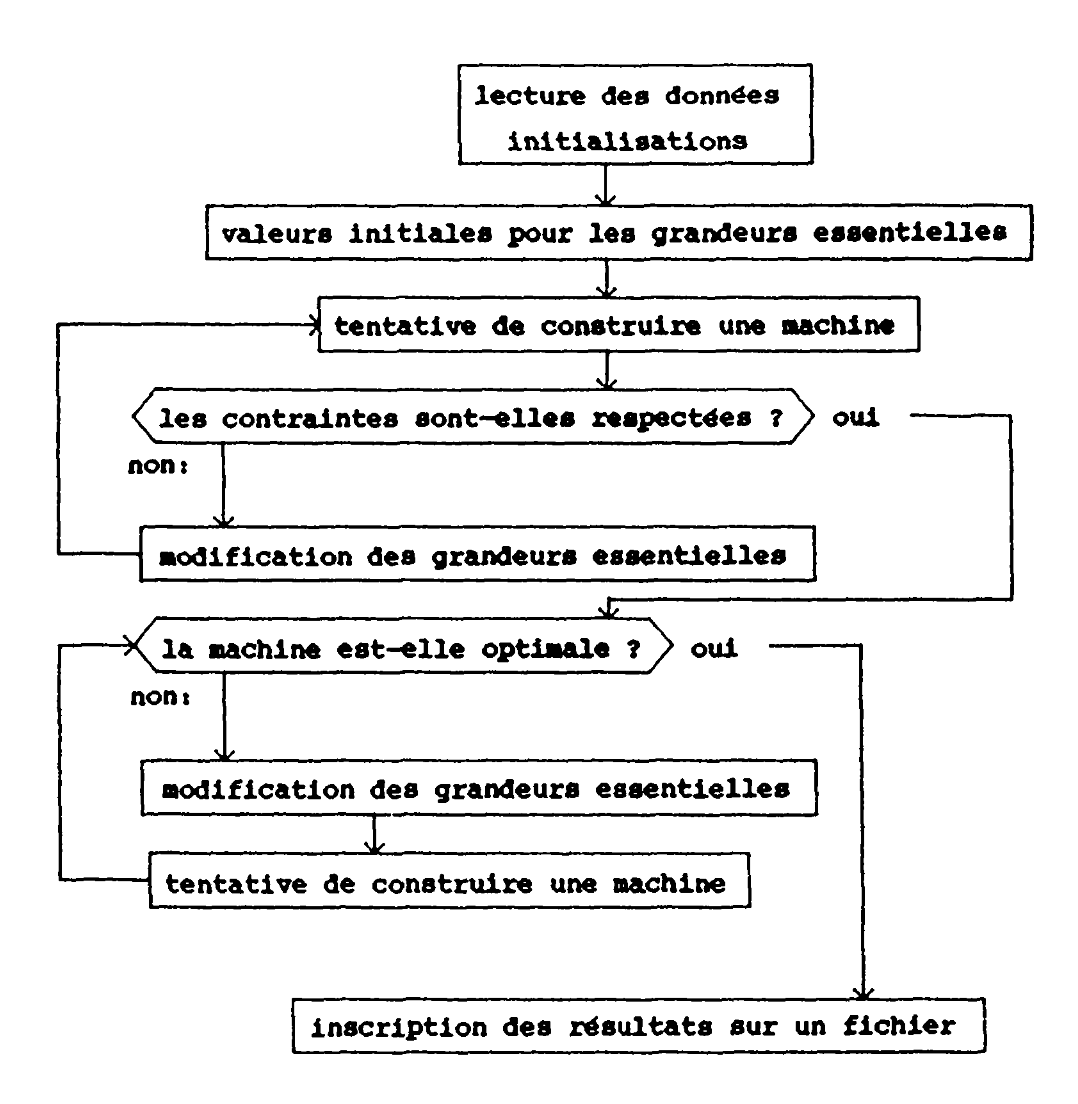


Figure 4.1: structure générale d'un programme calculant les dimensions géométriques de machines électriques

4.5.3 Contrôle de la convergence des itérations et réglage:

Le processus de dimensionnement étant très proche d'un processus de réglage, il rencontre les mêmes difficultés, à savoir les risques de voir le système diverger et s'éloigner de la solution cherchée.
Dans les systèmes réglés traditionnels, le régulateur fournit un signal (correspondant chez nous à la valeur des grandeurs essentielles) qui dépend de l'écart entre la valeur souhaitée et la valeur mesurée (chez nous, résultats de la dernière tentative de dimensionnement) par l'intermédiaire de fonctions analytiques. Malheureusement, une machine électrique avec toutes les contraintes qui y sont liées forme un système

tellement complexe qu'il n'est pas possible d'assurer une sécurité de fonctionnement suffisante en procédant de la sorte.
Nous aurons donc recours à un processus plus lent, mais absolument fiable, qui consiste en le fait de modifier les grandeurs essentielles non pas en fonction de l'écart entre la valeur souhaitée et la valeur mesurée, mais en les faisant varier d'un certain pourcentage de leur valeur. Ce pourcentage dépend de la situation, mais est généralement compris entre 3 et 10%, compromis entre une grande précision du système et un temps de réponse relativement court.
Un bref exemple illustre ce qui précède: prenons le cas d'une machine à rotor long dont le diamètre externe serait trop grand et qui aurait le diamètre d'alésage pour dimension essentielle. On multipliera ce dernier par 0.97, puis on tentera de calculer une nouvelle machine, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'une autre impossibilité soit rencontrée ou que son diamètre externe satisfasse aux contraintes.
Notons que, malgré l'apparente lourdeur de cette manière de procéder, l'expérience montre que l'algorithme aboutit à la solution finale après une centaine d'itérations en moyenne, un peu plus si les contraintes sont exceptionnellement sévères. Le temps de calcul correspondant sur l'ordinateur VAX du département d'électricité est de l'ordre de une à cinq secondes.
Pour terminer ce paragraphe, un mot encore à propos des optimisations. En fonction de la caractéristique de la machine à optimiser, on agira sur une ou l'autre grandeur essentielle comme suit:

- on la modifiera arbitrairement dans un sens (augmentation par exemple),
- on examinera la solution ainsi obtenue, et, selon le résultat, on poursuivra dans le même sens ou on inversera ce dernier (diminution).
- on continuera alors dans le sens défini, jusqu'à la détection d'un optimum.

Si plusieurs grandeurs essentielles doivent être modifiées, on effectuera les opérations ci-dessus successivement pour chacune d'entre elles, de manière à approcher de la solution optimale par une sorte de spirale.

4.5.4 Conclusion:

Il y aurait encore beaucoup à dire à propos des processus itératifs qui aboutissent à une solution convenable. Des études futures permettront certainement d'accélérer la convergence des calculs et d'améliorer la précision des résultats obtenus, mais probablement au détriment de l'universalité d'emploi du logiciel.

L'essentiel est que toute personne qui désire développer un logiciel similaire prenne le temps de regarder le système d'équations à résoudre, l'analyse soigneusement, et ne néglige pas le problème du choix des premières valeurs pour les grandeurs essentielles; en effet, plus elles sont proches des valeurs finales probables, plus la convergence des calculs est rapide.

4.6 Calcul des nombres d'encoches:

Deux opérations sont encore nécessaires avant de clore le calcul des dimensions géométriques principales de la machine. Ce sont:

- le calcul du nombre d'encoches souhaitable au stator et au rotor en fonction du type de machine, du nombre de pôles et de phases, et des dimensions géométriques (les relations utilisées sont données à l'annexe 7);
- la préparation d'une fiche descriptive contenant les informations nécessaires pour pouvoir choisir les tôles ou les aimants permanents dans des catalogues.

A ce stade du développement, nous connaissons toutes les dimensions géométriques du moteur et il est donc possible de le représenter par une esquisse, à condition de déterminer la forme des pôles et des encoches telle qu'elle résulte des hypothèses admises.

D'autre part, il est souhaitable de disposer d'un éditeur spécialisé permettant à l'utilisateur de confirmer ou de modifier les dimensions du moteur en fonction des éléments disponibles dans le commerce.

Après cela, la première partie de la conception d'une machine est terminée. Notons cependant que les résultats de la simulation du comportement du moteur pourront parfois conduire à des modifications, généralement mineures, des dimensions géométriques.

Chapitre 5

CALCUL DES FLUX ET DES PERMEANCES

5.1 Introduction:

Nous avons déjà mentionné l'une des originalités de notre travail, qui consiste en le fait de calculer les perméances magnétiques avant de déterminer toutes les caractéristiques des bobinages. Les raisons qui motivent cette approche sont explicitées dans la section 5.2, qui présente simultanément quelques possibilités de modéliser le comportement d'une machine électrique.
Les perméances sont, par définition, des fonctions de la géométrie de la machine; la section 5.3 contient une sorte de catalogue de formes possibles. Les différentes méthodes envisageables pour le calcul des flux magnétiques associés à ces structures sont rappelées en 5.4. Enfin, la section 5.5 indique la solution retenue dans le cadre de ce travail et les raisons qui ont motivé ce choix.

5.2 Modèles macroscopiques de la machine électrique:

Les moteurs électriques sont des appareils techniques dont le comportement est particulièrement complexe. Des méthodes numériques permettant de résoudre les équations physiques au niveau local (microscopique) en régime non stationnaire sont en cours d'étude. Il existe déjà quelques logiciels à même de simuler très précisément le comportement des machines électriques, mais leur emploi reste coûteux. En attendant que ces systèmes soient accessibles au public, il est indispensable de faire un certain nombre d'hypothèses ou d'approximations.
La première sera de ne pas traiter individuellement l'influence de chaque élément conducteur sur l'ensemble de ses voisins, mais de considérer des bobines par pôle et par phase. Ceci nous permet d'introduire la notion de perméance propre et mutuelle associée à un ensemble de bobines ou d'aimants.

Une deuxième hypothèse consiste en le fait de ne pas calculer la température des conducteurs ou la saturation des matériaux magnétiques en chaque point de la machine, mais d'en tenir compte globalement.
Il est alors possible d'exprimer l'énergie magnétique dans l'entrefer du moteur sous la forme:

$$W_{mag} = \int_0^{\Psi} I \cdot d\Psi \qquad (5.1)$$

Lorsque la perméabilité des matériaux est constante, (5.1) devient:

$$W_{mag} = 0.5 \cdot ([I_s]^t \cdot [\Psi_s] + [I_r]^t \cdot [\Psi_r]) \qquad (5.2)$$

avec:

$$[\Psi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r] \qquad (5.3)$$
$$[\Psi_r] = [L_{rs}] \cdot [I_s] + [L_r] \cdot [I_r] \qquad (5.4)$$

Note: pour un système triphasé, on obtient:

$$W_{mag} = 0.5 \cdot (\Psi_a \cdot I_a + \Psi_b \cdot I_b + \Psi_c \cdot I_c + \Psi_x \cdot I_x + \Psi_y \cdot I_y + \Psi_z \cdot I_z) \qquad (5.5)$$

avec a,b,c = phases statoriques
x,y,z = phases rotoriques.

A partir des mêmes grandeurs, il est possible d'exprimer les tensions de phase statoriques et rotoriques, ainsi que le couple électromécanique:

$$[U_s] = R_s \cdot [I_s] + d/dt\, [\Psi_s] \qquad (5.6)$$
$$[U_r] = R_r \cdot [I_r] + d/dt\, [\Psi_r] \qquad (5.7)$$

$$M_\delta = - dW_{mag}/d\alpha \qquad \text{à } \Psi = \text{cte} \qquad (5.8)$$

Ces équations permettent de calculer de manière très précise le comportement d'un système électromécanique, mais elles nécessitent une connaissance exacte des trois matrices d'inductances en fonction de la position relative du stator par rapport au rotor.
Malheureusement, cette condition ne peut pas être remplie en pratique: en effet, un calcul précis des inductances en fonction de la position relative stator / rotor nécessite un gros volume de calculs. généralement

hors de prix. Il est par conséquent indispensable d'admettre une hypothèse supplémentaire: on suppose que les inductances peuvent être exprimées en fonction de la position par les deux premiers termes de leur décomposition en série de Fourier:

$$L = L_0 + L_2 \cos(\theta_{el}) \tag{5.9}$$

avec L_0 et L_2 = valeurs constantes.

Cette approximation est relativement grossière; elle donne de bons résultats dans de nombreux cas, mais peut également conduire à des erreurs non négligeables, surtout pour des moteurs ayant beaucoup d'harmoniques. Une amélioration de ce modèle, consistant en le fait de prendre en compte un nombre supérieur de termes du développement, est bien évidemment possible, mais elle complique le traitement mathématique du système.

L'équation (5.9) permet également, lorsque les bobinages sont symétriques, de ne plus considérer individuellement l'ensemble des phases de la machine, mais de projeter leur effet sur deux axes (théorie et transformation de Park).

Il est à remarquer que la valeur numérique des inductances dépend de trois paramètres:

- la perméance (propre ou mutuelle) associée,
- le nombre de spires de la bobine concernée,
- le facteur de bobinage de cette même bobine.

La perméance est calculable à partir des dimensions géométriques: le facteur de bobinage peut l'être à partir de la répartition des conducteurs dans les différentes encoches. Les inductances sont donc exprimables en terme de nombre de spires.

Dans le modèle de Park, la tension aux bornes de la machine est liée au couple et aux courants dans les phases par l'intermédiaire d'équations simples faisant intervenir les valeurs des inductances. Or, en régime nominal, le couple, la tension aux bornes de la machine et les courants sont connus; les seules inconnues qui subsistent sont les nombres de spires des différentes bobines. Ceux-ci peuvent donc être facilement déterminés en résolvant les équations susmentionnées (voir également les sections 6.2 et 6.3).

L'avantage de cette méthode est qu'elle ne fait pas appel à la notion de tension induite à vide, tension qui est généralement inconnue à priori et que les constructeurs estiment à partir de la tension aux bornes de la

machine et de coefficients de correction.

5.3 Types de structure à étudier:

5.3.1 Introduction:

Le grand nombre de variantes de moteurs dont il est question dans le cadre de ce travail pourrait laisser supposer que les circuits magnétiques correspondants sont très différents les uns des autres. En réalité, il n'en est rien, et il est possible d'isoler quelques formes typiques, présentées ci-après en trois grands groupes, selon que l'entrefer est constant, ou que seul le stator ou le rotor est lisse.
Nous terminons cette section par la liste des perméances magnétiques associées qu'il est indispensable de calculer pour pouvoir continuer les opérations de dimensionnement et aborder la simulation du comportement du moteur.

5.3.2 Structures à entrefer constant:

Outre l'ensemble des machines asynchrones qui doivent avoir un entrefer constant pour éviter les couples synchrones réluctants, quelques machines synchrones, comme celles à rotor lisse ou comme les turboalternateurs. ont le stator et le rotor lisse.
Remarque: on considère qu'un rotor ou un stator est lisse dès que ses inhomogénéités, décomposées en série de Fourier spatiale, ne comportent pas de terme significatif de périodicité supérieure ou égale au pas polaire.

5.3.3 Structures à stator lisse:

Ces structures se trouvent essentiellement dans les machines synchrones. Les rotors correspondants sont au nombre de quatre:
- les rotors à pôles saillants et excitation par bobinage.
- les rotors à griffes, relativement proches des précédents.
- les rotors à aimants permanents à aimantation tangentielle.
- les rotors à aimants permanents à aimantation radiale, recouverts ou non par une semelle ferromagnétique.

5.3.4 Structures à rotor lisse:

Ces structures sont typiques des machines à courant continu. On distingue trois catégories de stators:

- les stators à pôles saillants et excitation par bobinage, sans pôles de commutation,
- les stators à pôles saillants et excitation par bobinage, avec pôles de commutation,
- les stators à aimants permanents à aimantation radiale, recouverts ou non par une semelle ferromagnétique.

Il existe des machines ayant un stator à aimants permanents et à aimantation tangentielle, mais les avantages de ce type de construction ne sont pas évidents et nous l'avons laissé de côté.

5.3.5 Liste des perméances à calculer:

La liste ci-après est très générale; naturellement, plusieurs de ses éléments n'apparaissent que pour un nombre restreint de types de machine. Les perméances suivantes peuvent intervenir:

- perméance mutuelle entre excitation (inducteur) et induit;
- perméance mutuelle entre bobinage de commutation et induit;
- perméance de fuite de l'induit;
- perméance de fuite de l'excitation (ou de l'inducteur);
- perméance de fuite des bobinages de commutation;
- perméance mutuelle entre induit et amortisseur;
- perméance mutuelle entre excitation et amortisseur;
- perméance de fuite de l'amortisseur.

Lorsque l'induit ou l'excitation sont polyphasés, on considère les perméances associées à une phase et les perméances mutuelles entre phases.

Les perméances associées à des bobines situées en face d'une structure lisse sont indépendantes de la position mutuelle stator / rotor, alors que les autres en dépendent selon une caractéristique approchée par l'équation (5.9).

5.4 Méthodes de calcul des flux:

5.4.1 Introduction:

Cette section présente un bref rappel de quelques méthodes permettant le calcul des flux magnétiques parcourant une structure donnée:
- la méthode des éléments finis,
- la méthode des potentiels aux limites,
- les approximations par droites et cercles,
- l'interpolation à partir de valeurs connues.

Leurs avantages et inconvénients respectifs sont résumés ci-après.

5.4.2 La méthode des éléments finis:

On suppose que la solution des équations à résoudre est une combinaison linéaire de fonctions élémentaires définies sur des sous-domaines. La référence [9], ainsi que de nombreuses thèses et publications, donnent de plus amples détails à propos du choix des fonctions élémentaires et de la décomposition du domaine étudié.
Le principal avantage de la méthode est qu'elle s'applique à pratiquement n'importe quel type de structure, quels que soient les matériaux qui la composent. Les résultats obtenus sont généralement très précis. Par contre, les calculs sont longs et coûteux, l'introduction des données est relativement complexe, et, à l'heure actuelle, la méthode n'est pratiquement pas applicable à la résolution de problèmes tridimensionnels.

5.4.3 La méthode des potentiels aux limites:

Cette méthode, dont le principe est décrit à la section (3.5), permet de traiter des structures homogènes à condition de connaître les conditions aux limites du domaine. Les calculs correspondants sont encore relativement importants, bien que beaucoup plus simples que dans le cas d'une résolution par éléments finis. Les résultats semblent être relativement précis, à condition de choisir avec soin la longueur des segments élémentaires du contour englobant la structure étudiée.

5.4.4 Les approximations par droites et cercles:

Dans ce cas, on suppose que le trajet des lignes de champ est la réunion de droites et d'arcs de cercle. Le calcul des perméances est alors direct, (relation 3.16), mais la précision laisse à désirer dans le cas de géométries complexes. D'autre part, la décomposition du domaine en "zones à arcs de cercle" et "zones à droites" est difficile à automatiser.

5.4.5 L'interpolation à partir de valeurs connues:

Cette dernière méthode ne permet pas de calculer directement les flux et perméances associés à une structure donnée. Elle consiste en le fait de mémoriser les résultats d'un calcul précis (par exemple par éléments finis) de structures typiques, puis à interpoler pour obtenir les valeurs correspondant au cas analysé.
Le principal avantage de ce procédé est qu'il évite de résoudre chaque fois les équations de Maxwell, et donc qu'il permet de diminuer les temps de calcul.
Malheureusement, un inconvénient de taille le rend inutilisable en pratique. Prenons, par exemple, le cas d'un pôle saillant face à une structure lisse; l'ensemble des perméances associées dépend essentiellement de six paramètres géométriques:
- le rapport b_p/τ_p,
- le rapport entre la largeur du corps polaire et le pas polaire.
- le rapport entre la hauteur du corps polaire et le diamètre d'alésage.
- le rapport entre la hauteur de la semelle polaire et le diamètre d'alésage,
- le rapport entre l'entrefer et le diamètre d'alésage,
- le nombre de pôles de la machine.

Admettons que chacun de ces rapports puisse prendre cinq valeurs différentes; il faut donc mémoriser le résultat de $5^6 = 15625$ calculs et être capable d'effectuer les interpolations correspondantes. et ceci pour chacun des nombreux types de structure mentionnés à la section 5.3.
Il est certes possible de négliger une partie des facteurs ci-dessus. mais au risque de commettre des erreurs importantes.
En conclusion, cette méthode pourrait éventuellement être envisagée dans le cas d'un logiciel de CAO spécialisé (cf. chapitre 2), mais en aucune manière dans le cadre de notre travail.

5.5 Solution retenue dans le cadre de ce travail:

Notre étude portant sur un domaine relativement vaste, nous avons décidé de limiter provisoirement la complexité des modèles décrivant le comportement des moteurs étudiés. C'est pourquoi nous utiliserons le modèle de Park introduit à la section 5.2 (théorie à deux axes). Il s'agit encore une fois d'un compromis entre des modèles plus complexes, qui ralentissent les opérations et augmentent les coûts d'utilisation du logiciel développé, et des modèles plus simples, tels que la théorie à un axe, qui ne permettent pas de traiter tous les types de machines et nuisent donc à l'homogénéité du travail.
Le but de notre étude n'est pas de présenter de nouvelles méthodes pour le calcul des champs magnétiques et des perméances. Une des contraintes posée pour le choix d'un procédé permettant d'estimer les perméances était donc que les algorithmes correspondants soient déjà disponibles au laboratoire.
Les flux seront calculés dans un espace bidimensionnel, et supposés constants sur toute la longueur idéale d'induit et nuls ailleurs. Il est à noter que cette restriction n'a que peu d'influence sur la précision des résultats du calcul de machines à rotor long, mais qu'elle peut générer des erreurs importantes dans les machines à rotor disque.
Compte tenu de ce qui précède, nous avons retenu la solution suivante: les perméances associées à des flux traversant un entrefer non constant sont calculées au moyen de la méthode des potentiels aux limites; celles associées aux fuites au niveau des développantes sont estimées au moyen de formules empiriques traditionnelles, et les autres le sont par des méthodes d'approximation des lignes de champ par des arcs de cercle et des droites.
Certaines particularités observées et quelques relations importantes sont mentionnées à l'annexe 8.

Chapitre 6

CALCUL DES BOBINAGES, DES DIMENSIONS FINALES ET DES PERFORMANCES

6.1 Introduction

Ce chapitre décrit l'ensemble des opérations qui permettent, à partir des dimensions géométriques et des perméances magnétiques associées, de calculer les grandeurs non encore définies et de prédéterminer le comportement du moteur.
Il commence par un rappel des propriétés de la transformation à deux axes introduite au chapitre précédent (section 6.2). Le problème de la répartition des bobinages dans les encoches est abordé ensuite (section 6.3). Ceci permet de déterminer, entre autres, les facteurs de bobinage indispensables pour le calcul des inductances, puis les nombres de spires. Il est ensuite possible de calculer les dimensions finales du moteur (section 6.4), d'en déduire les pertes (section 6.5) et de simuler son fonctionnement (section 6.6).

6.2 Modélisation d'une machine par la transformation de Park

6.2.1 Introduction:

Les considérations exposées au chapitre précédent nous ont conduit au choix d'une méthode de calcul des performances des moteurs électriques. méthode que nous exposons maintenant avec plus de détails.
Cette section commence par un rappel du principe de la transformation de Park. Elle se poursuit avec la description générale des équations donnant les tensions et le couple en fonction des grandeurs dans les deux axes. Les particularités propres à chaque type de machine étudié sont finalement présentées avec les relations liant les inductances aux perméances magnétiques. A ce propos, il est conseillé de lire également le paragraphe 6.3.2 consacré au calcul des nombres de spires des bobinages.

6.2.2 Principe de la transformation de Park:

La transformation de Park s'applique à tout système polyphasé symétrique. Un système est symétrique s'il répond à la condition (6.1):

$$y_k = y_n \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (n - k) / m) \tag{6.1}$$

avec y = grandeur polyphasée (courant, tension, flux totalisé).

Dans ce cas, il est possible de projeter les grandeurs y_k sur deux axes perpendiculaires (axes d et q). Les formules de transformation sont les suivantes:

$$y_d = (2 / m) \cdot \sum_{k=1}^{m} y_k \cdot \cos(\theta - 2 \cdot \pi \cdot (k - 1) / m) \tag{6.2}$$
$$y_q = - (2 / m) \cdot \sum_{k=1}^{m} y_k \cdot \sin(\theta - 2 \cdot \pi \cdot (k - 1) / m) \tag{6.3}$$

La transformation inverse (6.4) permet de retrouver les grandeurs de phase à partir des grandeurs selon les axes d et q:

$$y_k = \cos(\theta - 2 \cdot \pi \cdot (k - 1) / m) \cdot y_d - \sin(\theta - 2 \cdot \pi \cdot (k - 1) / m) \cdot y_q \tag{6.4}$$

La transformation définie ci-dessus ne s'applique pas directement aux machines biphasées; en effet, ces dernières n'ont pas une alimentation symétrique au sens de la relation (6.1). Par contre, elles peuvent le plus souvent être étudiées comme si elles étaient quadriphasées. par dédoublement de chaque phase en deux parties décalées de 180 degrés électriques.

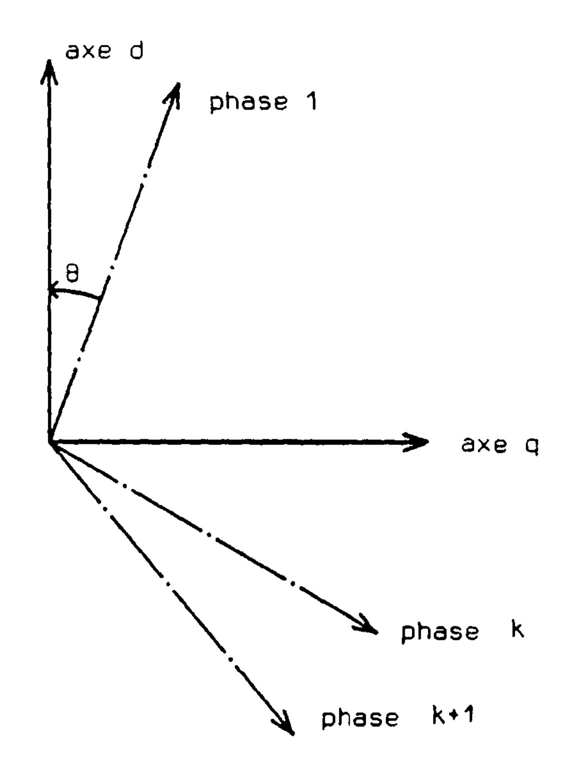


Figure 6.1: transformation à deux axes

La transformation à deux axes ne permet que l'étude de régimes de fonctionnement symétriques. Pour pallier à cet inconvénient, un troisième axe peut être introduit dans le cas de machines triphasées: l'axe homopolaire.

L'équation correspondante est:

$$y_o = y_1 + y_2 + y_3 \tag{6.5}$$

La transformation inverse devient alors:

$$\begin{aligned} y_k = & \cos(\theta - 2 \cdot \pi \cdot (k - 1) / 3) \cdot y_d \\ & - \sin(\theta - 2 \cdot \pi \cdot (k - 1) / 3) \cdot y_q + y_o \end{aligned} \tag{6.6}$$

pour k = 1, 2 ou 3.

6.2.3 Equations de tension et de couple:

Les équations de tension des moteurs sont, dans le système à deux axes:

$$u_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + d\Psi_{ds}/dt - \omega_a \cdot \Psi_{qs} \quad (6.7)$$
$$u_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + d\Psi_{qs}/dt + \omega_a \cdot \Psi_{ds} \quad (6.8)$$

$$u_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + d\Psi_{dr}/dt - (\omega_a - \omega_m) \cdot \Psi_{qr} \quad (6.9)$$
$$u_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + d\Psi_{qr}/dt + (\omega_a - \omega_m) \cdot \Psi_{dr} \quad (6.10)$$

Les relations (6.7) à (6.10) sont tout à fait générales. Cependant, et pour conserver le contrôle de ce qui se passe dans les enroulements réels, l'habitude veut que, pour les machines synchrones, on considère séparément les flux associés à l'excitation et à l'amortisseur. Les modifications qui en résultent sont présentées dans le paragraphe relatif à ces moteurs (6.2.6).

La puissance absorbée par la machine est donnée par:

$$P = \sum_{i=1}^{n} u_i \cdot i_i \quad (6.11)$$

avec n = nombre total de bobinages de la machine.

En explicitant cette somme, on obtient:

$$P = (m / 2) \cdot (u_{ds} \cdot i_{ds} + u_{qs} \cdot i_{qs} + u_{dr} \cdot i_{dr} + u_{qr} \cdot i_{qr}) \quad (6.12)$$

En remplaçant les expressions des tensions par leur valeur (relations (6.7) à (6.10)), en multipliant par dt pour obtenir une énergie, et en séparant les pertes par effet Joule, l'énergie magnétique et l'énergie mécanique, on obtient finalement l'expression du couple électromécanique:

$$M_\delta = (m / 2) \cdot p \cdot ((\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot (\omega_a / \omega_m) + (\Psi_{dr} \cdot i_{qr} - \Psi_{qr} \cdot i_{dr}) \cdot (\omega_a / \omega_m - 1) \quad (6.13)$$

La référence [1] fournit plus de détails à propos des développements ci-dessus.

6.2.4 Equations de la machine à courant continu:

Les anisotropies magnétiques de ce type de machine étant liées à son stator, on pose:

$$\omega_a = 0 \tag{6.14}$$

La machine à courant continu comporte au stator, dans l'axe direct, un enroulement d'excitation, et parfois, dans l'axe transverse, un enroulement de commutation. Au rotor, il y a un seul bobinage: l'induit. Ceci nous donne les flux suivants:

$$\Psi_{ds} = \Psi_e = L_e \cdot i_e + L_{er} \cdot i_{dr} \tag{6.15}$$
$$\Psi_{qs} = \Psi_c = L_c \cdot i_c + L_{cr} \cdot i_{qr} \tag{6.16}$$
$$\Psi_{dr} = L_{dr} \cdot i_{dr} + L_{er} \cdot i_e \tag{6.17}$$
$$\Psi_{qr} = L_{qr} \cdot i_{qr} + L_{cr} \cdot i_c \tag{6.18}$$

Lorsque les balais sont calés dans l'axe neutre, et si on néglige l'influence des spires en cours de commutation, le courant i_{dr} est nul et toutes les inductances sont constantes. Dans le cas contraire (balais décalés), il est nécessaire de tenir compte de la variation de L_{dr} et de L_{qr} en fonction de ξ avec ξ = angle entre l'axe des balais et l'axe neutre, d'où:

$$i_{dr} = i_r \cdot \sin(\xi) \tag{6.19}$$
$$i_{qr} = i_r \cdot \cos(\xi) \tag{6.20}$$

Le traitement de ce cas déborde du cadre de notre étude, et il n'y sera plus fait allusion par la suite.
On obtient, lorsque les balais sont biens calés:

$$L_c = N_c^2 \cdot (\Lambda_{cr} + \Lambda_{\sigma c}) \tag{6.21}$$
$$L_e = N_e^2 \cdot (\Lambda_{er} + \Lambda_{\sigma e}) \tag{6.22}$$
$$L_{dr} = 0 \tag{6.23}$$
$$L_{qr} = N_r^2 \cdot (\Lambda_{er} + \Lambda_{\sigma r}) \tag{6.24}$$
$$L_{er} = N_e \cdot N_r \cdot \Lambda_{er} \tag{6.25}$$
$$L_{cr} = N_c \cdot N_r \cdot \Lambda_{cr} \tag{6.26}$$

Note: les valeurs des perméances et des nombres de spires utilisées ci-dessus correspondent à l'ensemble des pôles. soit à $2 \cdot p$ fois le

nombre de spires par pôle multiplié par la perméance associée à un pôle, lorsque ceux-ci sont connectés en série.

6.2.5 Equations de la machine asynchrone:

Les machines asynchrones présentent toujours un stator et un rotor magnétiquement homogènes afin de supprimer les couples réluctants synchrones. Le système d'axes d-q peut donc être choisi librement. Conformément à la tradition, et pour simplifier les calculs, on le lie au champ tournant de l'inducteur (stator), et on pose:

$$\omega_a = 0 \tag{6.27}$$

$$\theta_s = 0 \tag{6.28}$$

$$\theta_r = (\omega_m - 2\cdot\pi\cdot f)\cdot t \tag{6.29}$$

Une cage de moteur asynchrone peut être assimilée à un bobinage à Nz_r phases. C'est pourquoi, dans le cas général, une machine asynchrone peut comporter m_s phases statoriques et m_r phases rotoriques.
Il est nécessaire d'établir les équations correspondantes, qui permettent de passer des grandeurs de phase aux grandeurs dans le système d-q. Pour ce faire, nous utiliserons la notation matricielle.
Les flux totalisés sont donnés par:

$$[\Psi_s] = [L_s]\cdot[i_s] + [L_{sr}]\cdot[i_r] \tag{6.30}$$

$$[\Psi_r] = [L_{rs}]\cdot[i_s] + [L_r]\cdot[i_r] \tag{6.31}$$

Les flux totalisés dans les axes d et q peuvent être obtenus en multipliant les membres de gauche et de droite des équations (6.30) et (6.31) par les matrices de transformation $[T_s]$ et $[T_r]$:

$$[\Psi_{dqs}] = [T_s]\cdot[\Psi_s]$$

$$= [T_s]\cdot[L_s]\cdot[i_s] + [T_s]\cdot[L_{sr}]\cdot[i_r] \tag{6.32}$$

$$[\Psi_{dqr}] = [T_r]\cdot[\Psi_r]$$

$$= [T_r]\cdot[L_{rs}]\cdot[i_s] + [T_r]\cdot[L_r]\cdot[i_r] \tag{6.33}$$

Les matrices $[T_s]$ et $[T_r]$, de dimension $(2\cdot m_s)$, respectivement $(2\cdot m_r)$, sont obtenues directement à partir des équations (6.2), (6.3), (6.28) et (6.29).
Compte tenu du choix du référentiel d-q (équations (6.27) à (6.29)), les

matrices $[L_s]$, $[L_r]$ et $[T_s]$ sont constantes, tandis que les composantes de $[L_{sr}]$, $[L_{rs}]$ et $[T_r]$ dépendent de la position relative entre le stator et le rotor par l'intermédiaire de fonctions du type $\cos(\theta_r + \theta_0)$, avec θ_0 = constante.
Les courants dans les phases peuvent être exprimés en fonction des courants dans les axes d et q:

$$[i_s] = [T'_s] \cdot [i_{dqs}] \tag{6.34}$$
$$[i_r] = [T'_r] \cdot [i_{dqr}] \tag{6.35}$$

Les matrices $[T'_s]$ et $[T'_r]$ correspondent à l'équation de transformation inverse (6.4). Elles peuvent être exprimées en fonction des matrices $[T_s]$ et $[T_r]$ transposées:

$$[T'_s] = (m_s / 2) \cdot [T_s]^t \tag{6.36}$$
$$[T'_r] = (m_r / 2) \cdot [T_r]^t \tag{6.37}$$

En introduisant finalement les relations (6.34) et (6.35) dans (6.32) et (6.33), on obtient:

$$[\Psi_{dqs}] = [T_s] \cdot [L_s] \cdot [T'_s] \cdot [i_{dqs}] + [T_s] \cdot [L_{sr}] \cdot [T'_r] \cdot [i_{dqr}] \tag{6.38}$$
$$[\Psi_{dqr}] = [T_r] \cdot [L_{rs}] \cdot [T'_s] \cdot [i_{dqs}] + [T_r] \cdot [L_r] \cdot [T'_r] \cdot [i_{dqr}] \tag{6.39}$$

Lorsque les bobinages sont symétriques, toutes les phases du stator, respectivement du rotor, ont le même nombre de spires (N_s, respectivement N_r). On peut alors exprimer les matrices d'inductances sous la forme:

$$[L_s] = N_s^2 \cdot [\Lambda_s] \tag{6.40}$$
$$[L_r] = N_r^2 \cdot [\Lambda_r] \tag{6.41}$$
$$[L_{sr}] = N_s \cdot N_r \cdot [\Lambda_{sr}] \tag{6.42}$$
$$[L_{rs}] = N_s \cdot N_r \cdot [\Lambda_{rs}] \tag{6.43}$$

Les matrices $[\Lambda_s]$, $[\Lambda_r]$, $[\Lambda_{sr}]$ et $[\Lambda_{rs}]$ contiennent l'ensemble des perméances propres et mutuelles associées aux phases statoriques et rotoriques.
Les matrices $[\Lambda_{sr}]$ et $[\Lambda_{rs}]$ sont liées par la relation:

$$[\Lambda_{sr}] = [\Lambda_{rs}]^t \tag{6.44}$$

On peut finalement réécrire les équations (6.38) et (6.39) sous la forme:

$$[\Psi_{dqs}] = N_s^2 \cdot [\Lambda_{dqs}] \cdot [i_{dqs}] + N_s \cdot N_r \cdot [\Lambda_{dqsr}] \cdot [i_{dqr}] \quad (6.45)$$
$$[\Psi_{dqr}] = N_s \cdot N_r \cdot [\Lambda_{dqrs}] \cdot [i_{dqs}] + N_r^2 \cdot [\Lambda_{dqr}] \cdot [i_{dqr}] \quad (6.46)$$

Les matrices carrées $[\Lambda_{dqs}]$, $[\Lambda_{dqsr}]$, $[\Lambda_{dqrs}]$ et $[\Lambda_{dqr}]$, de dimension (2·2), peuvent être déduites des expressions (6.38) à (6.46).
Compte tenu de ce que les matrices $[T_r]$, $[T_r']$, $[L_{sr}]$ et $[L_{rs}]$ sont des fonctions de la position relative entre le stator et le rotor, les matrices $[\Lambda_{dqsr}]$, $[\Lambda_{dqrs}]$ et $[\Lambda_{dqr}]$ en dépendent également.
Il est intéressant d'examiner l'influence de cette dépendance sur l'allure du système d'équations.
Développons l'expression de $[\Lambda_{dqr}]$; cette matrice est obtenue à partir de:

$$[\Lambda_{dqr}] = (1 / N_r^2) \cdot [T_r] \cdot [L_r] \cdot [T_r'] \quad (6.47)$$

Seules les matrices $[T_r]$ et $[T_r']$ dépendent de la position relative entre stator et rotor. Après un développement relativement fastidieux, mais sans originalités, on obtient:

$$[\Lambda_{dqr}] = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_2 & -\alpha_1 \end{bmatrix} \cdot \cos(2\cdot\theta_r)$$

$$+ \begin{bmatrix} \alpha_2 & -\alpha_1 \\ -\alpha_1 & -\alpha_2 \end{bmatrix} \cdot \sin(2\cdot\theta_r) + \begin{bmatrix} \alpha_3 & \alpha_4 \\ -\alpha_4 & \alpha_3 \end{bmatrix} \quad (6.48)$$

avec $\alpha_1 = \sum_{k=1}^{mr} \sum_{n=1}^{mr} (\Lambda_{r\,kn} / m_r) \cdot \cos(2\cdot\pi\cdot(k+n-2)/m_r)$
$\alpha_2 = \sum_{k=1}^{mr} \sum_{n=1}^{mr} (\Lambda_{r\,kn} / m_r) \cdot \sin(2\cdot\pi\cdot(k+n-2)/m_r)$
$\alpha_3 = \sum_{k=1}^{mr} \sum_{n=1}^{mr} (\Lambda_{r\,kn} / m_r) \cdot \cos(2\cdot\pi\cdot(n-k)/m_r)$
$\alpha_4 = \sum_{k=1}^{mr} \sum_{n=1}^{mr} (\Lambda_{r\,kn} / m_r) \cdot \sin(2\cdot\pi\cdot(n-k)/m_r)$

La relation (6.48) a été établie sans tenir compte de la symétrie des phases de la machine. Cette dernière se traduit par:

$$\Lambda_{rk(k+c)} = \Lambda_{rk(k-c)} \quad (6.49)$$
$$\Lambda_{rk(k+c)} = \Lambda_{rn(n+c)} \quad (6.50)$$

pour toutes valeurs de k et de n, avec c = constante; si k+c > m_r, l'indice devient $(k+c-m_r)$.
En introduisant (6.49) et (6.50) dans (6.48), il est possible de décomposer les α_i en des sommes de sommes partielles de fonctions trigonométriques multipliées par des termes constants, et on obtient finalement:

- $\alpha_1 = 0$ si $m_r > 3$,
- $\alpha_2 = 0$ et $\alpha_4 = 0$ quelle que soit la valeur de m_r.

La matrice $[\Lambda_{dqr}]$ se réduit donc à une matrice diagonale indépendante de la position relative entre stator et rotor.

Etudions maintenant l'allure des matrices de perméances mutuelles entre stator et rotor $[\Lambda_{dqsr}]$ et $[\Lambda_{dqrs}]$. L'une étant la transposée de l'autre, nous développerons les termes de $[\Lambda_{dqsr}]$; $[\Lambda_{dqrs}]$ s'en déduira immédiatement. La relation (6.51) est le point de départ de ce calcul:

$$[\Lambda_{dqsr}] = (1 / (N_s \cdot N_r)) \cdot [T_s] \cdot [L_{sr}] \cdot [T_r^t] \qquad (6.51)$$

De par la symétrie des phases, on peut écrire:

$$L_{srkn} = L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + 2 \cdot \pi \cdot (n-1)/m_r - 2 \cdot \pi \cdot (k-1)/m_s) \qquad (6.52)$$

L_{sr} étant la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase stator et une phase rotor.

Après un développement relativement long, et en tenant également compte de la symétrie des phases, on obtient:

$$[\Lambda_{dqsr}] = (\Lambda_{sr} / m_s) \cdot \{ \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_3 & \beta_4 \end{bmatrix} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r) + \begin{bmatrix} \beta_2 & -\beta_1 \\ \beta_4 & -\beta_3 \end{bmatrix} \cdot \sin(2 \cdot \theta_r) + \begin{bmatrix} \beta_5 & \beta_6 \\ \beta_6 & \beta_7 \end{bmatrix} \} \qquad (6.53)$$

avec $\beta_1 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \cos(2 \cdot \pi \cdot (k-1)/m_s) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot (n-1)/m_r - (k-1)/m_s))$

$= 0$

$$\beta_2 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \cos(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \cdot \sin(2\cdot\pi\cdot(2\cdot(n-1)/m_r-(k-1)/m_s)) = 0$$

$$\beta_3 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \sin(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \cdot \cos(2\cdot\pi\cdot(2\cdot(n-1)/m_r-(k-1)/m_s)) = 0$$

$$\beta_4 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \sin(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \cdot \sin(2\cdot\pi\cdot(2\cdot(n-1)/m_r-(k-1)/m_s)) = 0$$

$$\beta_5 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \cos^2(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) = (m_r \cdot m_s) / 2 \text{ si } m_r \text{ et } m_s \geq 3$$

$$\beta_6 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \cos(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \cdot \sin(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) = 0$$

$$\beta_7 = \sum_{k=1}^{ms} \sum_{n=1}^{mr} \sin^2(2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) = (m_r \cdot m_s) / 2 \text{ si } m_r \text{ et } m_s \geq 3$$

Λ_{sr} = valeur maximale de la perméance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique: $\Lambda_{sr} = L_{sr} / (N_s \cdot N_r)$

On constate donc que, dès que le moteur possède des phases parfaitement symétriques, et quel que soit leur nombre, les inductances intervenant dans les équations de Park de la machine asynchrone sont indépendantes de la position relative entre le stator et le rotor.

6.2.6 Equations de la machine synchrone:

Les machines synchrones présentent un induit lisse et un inducteur qui peut être magnétiquement inhomogène. Il est donc nécessaire de lier le système d'axes d-q à l'inducteur (rotor), d'où:

$$\omega_a = \omega_m \quad (6.54)$$
$$\theta_s = (2\cdot\pi\cdot f - \omega_m) \cdot t \quad (6.55)$$
$$\theta_r = 0 \quad (6.56)$$

Le stator de la machine synchrone peut comporter un nombre quelconque de phases; son rotor comprend généralement un enroulement d'excitation. situé dans l'axe magnétique du pôle, donc selon l'axe d, et un enroulement amortisseur réparti entre les axes d et q. L'enroulement amortisseur ne peut pas être traité de la même manière qu'une cage de moteur asynchrone, car il n'est généralement pas polyphasé symétrique. Nous supposons qu'il est possible de le modéliser par deux enroulements indépendants.

Les développements ci-après concernent les machines à pôles saillants. Les résultats relatifs à celles à rotor lisse s'en déduisent facilement. en annulant les termes en Λ_{kn2} qui apparaissent à partir de la relation (6.61).

Les flux totalisés associés aux différentes phases sont donnés par:

$$\Psi_k = (\sum_{n=1}^{ms} L_{kn} \cdot i_n) + L_{ke} \cdot i_e + L_{dka} \cdot i_{da} + L_{qka} \cdot i_{qa} \qquad (6.57)$$

$$\Psi_e = (\sum_{n=1}^{ms} L_{ne} \cdot i_n) + L_e \cdot i_e + L_{dae} \cdot i_{da} \qquad (6.58)$$

$$\Psi_{da} = (\sum_{n=1}^{ms} L_{dna} \cdot i_n) + L_{dae} \cdot i_e + L_{da} \cdot i_{da} \qquad (6.59)$$

$$\Psi_{qa} = (\sum_{n=1}^{ms} L_{qna} \cdot i_n) + L_{qa} \cdot i_{qa} \qquad (6.60)$$

Les inductances ci-dessus peuvent être exprimées en fonction de perméances constantes et de l'angle θ_s entre l'axe d et l'axe de la première phase statorique (en admettant l'hypothèse associée à la relation 5.9):

$$L_{kn} = N_s^2 \cdot (\Lambda_{kn0} + \Lambda_{kn2} \cdot \cos(2\cdot\theta_s - 2\cdot\pi\cdot(k+n-2)/m_s)) \qquad (6.61)$$

$$L_{ke} = N_s \cdot N_e \cdot \Lambda_{se} \cdot \cos(\theta_s - 2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \qquad (6.62)$$

$$L_{dka} = N_s \cdot N_a \cdot \Lambda_{dsa} \cdot \cos(\theta_s - 2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \qquad (6.63)$$

$$L_{qka} = N_s \cdot N_a \cdot \Lambda_{qsa} \cdot \sin(\theta_s - 2\cdot\pi\cdot(k-1)/m_s) \qquad (6.64)$$

$$L_{dae} = N_a \cdot N_e \cdot \Lambda_{dae} \qquad (6.65)$$

$$L_e = N_e^2 \cdot \Lambda_e \qquad (6.66)$$

$$L_{da} = N_a^2 \cdot \Lambda_{da} \qquad (6.67)$$

$$L_{qa} = N_a^2 \cdot \Lambda_{qa} \qquad (6.68)$$

Une manière simple de déterminer Λ_{kn0} et Λ_{kn2} consiste à calculer L_{kn} pour deux valeurs de θ_s, ce qui donne deux équations linéaires à deux inconnues.

Les flux dans les axes d et q peuvent être obtenus en projetant les flux des équations (6.57) à (6.60) au moyen de (6.2) et (6.3), en introduisant (6.61) à (6.68), et en remplaçant les courants de phase statoriques par

leur expression (6.4) en fonction de i_{ds} et i_{qs}. Les développements mathématiques correspondants ne présentent que peu d'intérêt. Finalement, on obtient les expressions suivantes:

$$\begin{aligned}\Psi_{ds} &= N_s^2 \cdot \Lambda_{ds} \cdot i_{ds} + N_s^2 \cdot \Lambda_{dqs} \cdot i_{qs} \\ &+ N_s \cdot N_e \cdot \Lambda_{se} \cdot i_e + N_s \cdot N_a \cdot \Lambda_{dsa} \cdot i_{da}\end{aligned} \qquad (6.69)$$

$$\begin{aligned}\Psi_{qs} &= N_s^2 \cdot \Lambda_{qds} \cdot i_{ds} + N_s^2 \cdot \Lambda_{qs} \cdot i_{qs} \\ &+ N_s \cdot N_a \cdot \Lambda_{qsa} \cdot i_{qa}\end{aligned} \qquad (6.70)$$

$$\begin{aligned}\Psi_{dr} &= \Psi_e + \Psi_{da} \\ &= (m_s/2) \cdot N_s \cdot N_e \cdot \Lambda_{se} \cdot i_{ds} \\ &+ N_e^2 \cdot \Lambda_e \cdot i_e + N_a \cdot N_e \cdot \Lambda_{dae} \cdot i_{da} \\ &+ (m_s/2) \cdot N_s \cdot N_a \cdot \Lambda_{dsa} \cdot i_{ds} \\ &+ N_a \cdot N_e \cdot \Lambda_{dae} \cdot i_e + N_a^2 \cdot \Lambda_{da} \cdot i_{da}\end{aligned} \qquad (6.71)$$

$$\begin{aligned}\Psi_{qr} &= \Psi_{qa} \\ &= (m_s/2) \cdot N_s \cdot N_a \cdot \Lambda_{qsa} \cdot i_{qs} + N_a^2 \cdot \Lambda_{qa} \cdot i_{qa}\end{aligned} \qquad (6.72)$$

avec:

$$\alpha = 2 \cdot \pi \cdot (k+n-2)/m_s$$
$$\beta = 2 \cdot \pi \cdot (n-k)/m_s$$

$$\begin{aligned}\Lambda_{ds} &= (1/m_s) \cdot \{ \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \cos(\beta) + \Lambda_{kn2} / 2) \\ &+ \cos(2 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn0} + \Lambda_{kn2} \cdot \cos(\beta)) \cdot \cos(\alpha)) \\ &+ \sin(2 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn0} + \Lambda_{kn2} \cdot \cos(\beta)) \cdot \sin(\alpha)) \\ &+ \cos(4 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \cos(2 \cdot \alpha)) \\ &+ \sin(4 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \sin(2 \cdot \alpha))\}\end{aligned} \qquad (6.73)$$

$$\begin{aligned}\Lambda_{dqs} &= (1/m_s) \cdot \{ \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \sin(\beta)) \\ &+ \cos(2 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \sin(\alpha) + \Lambda_{kn2} \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta)) \\ &- \sin(2 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \cos(\alpha) - \Lambda_{kn2} \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)) \\ &+ \cos(4 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \sin(2 \cdot \alpha)) \\ &- \sin(4 \cdot \theta_s) \cdot \textstyle\sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \cos(2 \cdot \alpha))\}\end{aligned} \qquad (6.74)$$

$$\Lambda_{qds} = (1/m_s) \cdot \{- \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \sin(\beta))$$
$$+ \cos(2\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0}\cdot\sin(\alpha) - \Lambda_{kn2}\cdot\cos(\alpha)\cdot\sin(\beta))$$
$$- \sin(2\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0}\cdot\cos(\alpha) + \Lambda_{kn2}\cdot\sin(\alpha)\cdot\sin(\beta))$$
$$+ \cos(4\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \sin(2\cdot\alpha))$$
$$- \sin(4\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \cos(2\cdot\alpha))\} \qquad (6.75)$$

$$\Lambda_{qs} = (1/m_s) \cdot \{ \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \cos(\beta) - \Lambda_{kn2} / 2)$$
$$- \cos(2\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn0} - \Lambda_{kn2} \cdot \cos(\beta)) \cdot \cos(\alpha))$$
$$- \sin(2\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn0} - \Lambda_{kn2} \cdot \cos(\beta)) \cdot \sin(\alpha))$$
$$- \cos(4\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \cos(2\cdot\alpha))$$
$$- \sin(4\cdot\theta_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} ((\Lambda_{kn2} / 2) \cdot \sin(2\cdot\alpha))\} \qquad (6.76)$$

Les relations ci-dessus sont très générales. En y introduisant la symétrie des bobinages, qui se traduit par des relations semblables à (6.49) et (6.50), on obtient:

$$\Lambda_{ds} = (1/m_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \cos(\beta) + \Lambda_{kn2} / 2) \qquad (6.73')$$
$$\Lambda_{dqs} = 0 \qquad (6.74')$$
$$\Lambda_{qds} = 0 \qquad (6.75')$$
$$\Lambda_{qs} = (1/m_s) \cdot \sum_{k=1}^{ms}\sum_{n=1}^{ms} (\Lambda_{kn0} \cdot \cos(\beta) - \Lambda_{kn2} / 2) \qquad (6.76')$$

Les équations de la machine synchrone dans le système à deux axes sont donc indépendantes de la position relative entre le stator et le rotor. quel que soit le nombre de phases statoriques, pour autant que ces dernières forment un système parfaitement symétrique.
Pour conserver un bon contrôle de ce qui se passe dans le rotor des machines synchrones, on écrit des équations de tension séparées pour les bobinages d'excitation et amortisseur (cf paragraphe 6.2.3). Les relations (6.7) et (6.8) qui permettent de calculer u_{ds} et u_{qs} restent donc valables, tandis que (6.9) et (6.10) sont remplacées par (6.77) à (6.79), compte tenu de (6.54):

$$u_e = R_e \cdot i_e + d\Psi_e/dt \qquad (6.77)$$
$$u_{da} = R_a \cdot i_{da} + d\Psi_{da}/dt \qquad (6.78)$$
$$u_{qa} = R_a \cdot i_{qa} + d\Psi_{qa}/dt \qquad (6.79)$$

6.2.7 Equations de Park et aimants permanents:

Les machines sychrones ou à courant continu peuvent contenir des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation. Dans ce cas. les équations de tension de ces bobinages disparaissent, et les aimants sont remplacés par des bobines à une spire parcourues par un courant constant, courant qui est égal au potentiel magnétique de l'aimant, et par conséquent fonction de ses dimensions et caractéristiques.

6.3 Calcul des bobinages

6.3.1 Introduction:

Le calcul des bobinages comprend deux étapes principales:
- la répartition des conducteurs des différentes phases dans les encoches,
- le calcul des nombres de spires des bobines.

Les méthodes utilisées sont présentées dans les deux paragraphes ci-après.

6.3.2 Répartition des conducteurs dans les encoches:

Il y a généralement un grand nombre de possibilités de construire un bobinage polyphasé symétrique dans une structure géométrique donnée. En pratique, on cherche à obtenir un facteur de bobinage élevé et une bonne utilisation du cuivre. D'autre part, on évite de placer plus de deux phases dans une encoche (bobinage à plus de deux couches) pour des raisons liées, entre autres, aux coûts de construction. Ceci conduit à la méthode de répartition des phases dans les encoches décrite en l'annexe 7 de ce rapport.

6.3.3 Calcul des nombres de spires:

De manière générale, la résistance d'un bobinage de section totale connue est proportionnelle au carré du nombre de spires.
De même, les équations de la section 6.2 montrent qu'il est possible d'exprimer les flux totalisés dans les axes d et q en fonction des nombres de spires des différents bobinages et des perméances des circuits

magnétiques, ces dernières incluant la notion de "facteur de bobinage" qui peut ainsi ne pas apparaître explicitement.
Il faut remarquer qu'il est possible de répartir les bobinages associés aux différentes phases dans les encoches indépendamment des nombres de spires, en attribuant à chaque phase une fraction de la surface de chaque encoche. A partir de là, l'allure du potentiel magnétique généré par chaque phase peut être tracée. En calculant les perméances comme étant le quotient des flux couplés avec les bobinages réels par le potentiel magnétique qui les crée, on obtient des valeurs qui incluent les effets de la répartition des bobinages dans plusieurs encoches, ainsi que ceux d'un éventuel raccourcissement du pas.
En introduisant ces résistances et flux totalisés dans les équations liant les tensions, les courants et le couple, (équations du paragraphe 6.2.3), et en les résolvant en régime permanent, on obtient les nombres de spires des différentes bobines.
Par exemple, dans le cas d'une machine synchrone à rotor lisse. excitée par des aimants permanents et fonctionnant en moteur à $\cos(\varphi) = 1$, on obtient:

$$(u_d - r_s \cdot i_{ds} \cdot N_s)^2 + (\Lambda_{ds} \cdot \omega \cdot i_s \cdot N_s)^2 = (u_i \cdot N_s)^2 \qquad (6.80)$$

avec u_i = tension induite par spire par les aimants (fonction de la perméance mutuelle entre stator et rotor et du potentiel magnétique de l'aimant, donc connue à ce stade de l'étude).

i_i = courant total attribué à une phase (intégrale sur l'ensemble de la surface occupée par la bobine de $J \cdot ds$),

r_s = résistivité des conducteurs multipliée par la longueur moyenne d'une spire et divisée par la section totale d'une bobine.

La tension U_d pouvant être déduite de la tension d'alimentation au moyen de (6.2), la relation (6.80) nous permet de calculer le nombre de spires N_s en série par phase statorique.
Dans le cas général, il y a plusieurs nombres de spires à calculer. et on obtient un système de quelques équations à quelques inconnues un peu plus délicat à résoudre.

6.4 Calcul des dimensions finales

Lors du premier calcul de la géométrie (chapitre 4), les dimensions de certaines parties, telles que pôles de commutation, bagues, collecteur ou

développantes, ne peuvent pas être déterminées avec exactitude, car il est nécessaire de connaître au préalable toutes les caractéristiques des bobinages.
Il est maintenant possible de combler cette lacune. Le lecteur trouvera des indications à ce sujet à la fin de l'annexe 3.

6.5 Calcul des pertes et échauffements

On distingue essentiellement quatre types de pertes:
- les pertes par effet Joule dans les conducteurs,
- les pertes dans le fer,
- les pertes mécaniques,
- les pertes supplémentaires.

Les pertes par effet Joule sont calculées comme étant l'intégrale sur le volume complet des conducteurs des pertes élémentaires:

$$P_{cu} = \iiint_{Vcu} \rho \cdot J^2 \cdot dV \qquad (6.81)$$

Les pertes fer sont données par l'intégrale sur le volume total de fer des pertes volumiques:

$$P_{fer} = \iiint_{Vfer} \gamma_{fer} \cdot p_{fer} \cdot (f/50)^{1.6} \cdot (B_{fer}/1)^2 \cdot dV \qquad (6.82)$$

avec p_{fer} = chiffre de perte des tôles à 50 Hz et pour une induction de crête de 1 Tesla,

B_{fer} = induction de crête au point considéré.

Les pertes supplémentaires et les pertes mécaniques sont plus difficiles à estimer; en effet, elles dépendent évidemment du type et des dimensions du moteur étudié, mais par l'intermédiaire de grandeurs qui ne sont pas toutes calculées par notre logiciel. Ainsi, par exemple, les pertes mécaniques changent avec la présence éventuelle d'un ventilateur dans le moteur; dę même, les pertes dans les charbons de la machine à courant continu ou dans d'éventuelles bagues sont fonctions de la qualité du matériau utilisé, du coefficient de frottement entre charbon et matière collectrice, etc...
Des programmes permettant de déterminer leur valeur seront donc développés ultérieurement, en fonction des applications.
Connaissant les pertes, il est possible de calculer l'échauffement des différentes parties de la machine en établissant un schéma thermique

équivalent (similaire à un schéma magnétique, avec des sources et des résistances). Une autre méthode, plus précise mais très complexe, consiste en la résolution (par éléments finis, par exemple) des équations locales de la thermique.

6.6 Simulation du fonctionnement de la machine

6.6.1 Introduction:

Cette dernière section décrit les différentes caractéristiques de la machine que le concepteur peut souhaiter simuler, et les moyens d'y parvenir. Un paragraphe est consacré à chaque type de régime; il commence par une description du domaine d'application, puis présente le modèle mathématique de la machine correspondant et une manière de résoudre les équations.

6.6.2 Régime statique:

En régime statique, on souhaite déterminer précisément l'allure de grandeurs telles que:

- couple mutuel ou réluctant en fonction de la position relative entre le stator et le rotor de la machine,
- allure de la tension induite à vide (machines synchrones),
- allure de la répartition de l'induction dans l'entrefer.

L'allure de la tension induite à vide, comme celle du couple réluctant, est fonction de la répartition de l'induction dans l'entrefer. il est donc nécessaire de connaître cette dernière avec suffisamment de précision pour pouvoir l'intégrer (tension induite) et dériver cette intégrale (couple par la méthode de la dérivée de l'énergie, voir section 5.2), ou en déduire le champ magnétique en surface du stator ou du rotor (calcul du couple par la méthode du tenseur de Maxwell, voir référence [2]).

Les méthodes permettant de calculer l'allure de la répartition de l'induction dans l'entrefer ont été rappelées au chapitre 5. Leur utilisation se complique encore pour deux raisons:

- en principe, il est nécessaire de tenir compte des inhomogénéités de structure associées aux ouvertures d'encoche (surtout pour le calcul du couple réluctant),

- l'allure de la répartition de l'induction dans l'entrefer doit être connue quelle que soit la position relative entre le stator et le rotor. Il est donc nécessaire de la calculer pour plusieurs positions et d'interpoler.

Il existe évidemment des moyens de simplifier le modèle utilisé, en renonçant par exemple à une résolution numérique des équations de Maxwell et en se contentant d'une modélisation du trajet des lignes de champ par des droites et des arcs de cercle, ou en développant les inhomogénéités en série de Fourier et en négligeant certaines harmoniques, mais ces simplifications sont difficilement intégrables dans un logiciel général, et elles peuvent conduire à des résultats relativement éloignés de la réalité.

En conclusion, les caractéristiques statiques de moteurs sont difficiles à calculer, non pas à cause de l'absence de modèles, mais par la complexité et le coût des opérations mathématiques associées.

6.6.3 Régime dynamique permanent:

Le régime dynamique permanent est celui de toute machine fonctionnant dans un cas de charge donné, les grandeurs externes (tensions, vitesse, puissance) étant constantes.

Les tensions et courants sont calculés en résolvant les équations de Park de la machine (relations des paragraphes 6.2.2 et 6.2.3, auxquelles s'ajoutent celles des paragraphes 6.2.4 à 6.2.7, selon le type de moteur).

Le système étant différentiel linéaire à coefficients constants, il peut être traité de manière analytique.

6.6.4 Régime dynamique transitoire symétrique:

Ce cas est caractéristique du fonctionnement normal non permanent des machines polyphasées et de tous les régimes transitoires de la machine à courant continu. Il permet d'étudier par exemple:

- le démarrage d'une machine,
- le fonctionnement sur une charge variable,
- l'interaction entre les caractéristiques d'un moteur, d'une alimentation électronique, d'un régulateur et d'une charge.

Le régime étant symétrique, la machine peut être décrite au moyen des équations de Park (section 6.2). Le système est complété par des relations du type:

$$u_k = u_k(t) \qquad (6.83)$$
$$M_{ch} = M_{ch}(t) \qquad (6.84)$$

et par l'équation de mouvement:

$$M_\delta = M_{ch} + M_{pr} + I_{sys} \cdot d\omega/dt \qquad (6.85)$$

Le système d'équations ainsi obtenu est différentiel linéaire à coefficients non constants (annexe 9). Il peut être résolu numériquement au moyen de la méthode de Runge-Kutta.

6.6.5 Régime dynamique transitoire non symétrique:

Ce régime n'est possible que pour les machines polyphasées. Pratiquement, il concerne tous les fonctionnements sur charge asymétrique, tels que:
- court circuit entre une phase et le neutre ou entre deux phases,
- déclenchement d'une phase,
- fonctionnement d'une génératrice sur tout type de charge dissymétrique.

Les principales remarques du paragraphe précédent restent valables, mais la transformation de Park n'est plus utilisable, puisque elle suppose la symétrie du système. Il est donc nécessaire de résoudre directement les équations donnant les grandeurs de phase (voir section 5.2) au moyen d'une méthode numérique itérative appropriée (celle de Runge-Kutta peut convenir). Les équations étant plus nombreuses et plus complexes, de nombreux calculs supplémentaires doivent être effectués à chaque pas de la résolution, et cette dernière devient relativement lente et coûteuse.

6.6.6 Conclusion

La simulation du comportement d'une machine électrique en régime dynamique ne pose pas de problèmes particuliers; la méthode utilisée est indépendante du type de moteur.
Par contre, le calcul correct des caractéristiques statiques est complexe et difficile à programmer dans un logiciel général. Les algorithmes universels existent, mais leur emploi est coûteux; ils ne peuvent être simplifiés que de cas en cas, en fonction de la géométrie du système étudié.

6.7 Itérations finales

Dès que le concepteur dispose des résultats de la simulation du comportement de la machine, il peut les confronter au cahier des charges et à d'éventuels critères d'optimisation (pertes, courant de démarrage, temps de démarrage, etc...).
Il peut être alors nécessaire de modifier certaines dimensions géométriques de la machine, ou les caractéristiques du bobinage, et de recommencer la simulation du comportement, jusqu'à l'obtention d'un moteur satisfaisant.
Malheureusement, les critères permettant de juger de la qualité d'une machine changent pratiquement avec chaque application, et il est impossible d'automatiser totalement les itérations finales; il est préférable de se contenter de prévoir, dans le logiciel, quelques procédures d'analyse qui indiquent à l'utilisateur les modifications possibles et leur influence probable sur tel ou tel aspect du comportement.

Chapitre 7

APPLICATIONS

7.1 Introduction

Ce chapitre présente quelques possibilités d'utilisation du logiciel de CAO pour machines bâti selon les principes exposés précédemment.
Le premier exemple est le dimensionnement d'une petite machine synchrone à aimants permanents; il met en évidence la souplesse d'utilisation d'un tel logiciel; différents documents sont présentés, tels que l'enregistrement des informations qui apparaissent sur l'écran du terminal lors du calcul de la géométrie, et quelques tableaux de résultats.
Ensuite, nous examinerons l'influence de divers paramètres sur les dimensions et les pertes de machines synchrones, asynchrones et à courant continu. Dans chaque cas, la référence sera la machine calculée par le programme sans aucune intervention de l'utilisateur, pour une puissance de 1 kW et une vitesse de 3000 tr/min.
Nous avons renoncé à présenter ici une étude systématique des résultats du calcul des champs magnétiques ou de la simulation du comportement de machines, car ces derniers sont similaires à ceux fournis par la plupart des programmes spécialisés déjà disponibles au laboratoire. D'autre part, ils sont le plus souvent très spécifiques, et ne conduisent que rarement à des conclusions générales.
L'annexe 11 montre, par quelques comparaisons, le fait que les résultats du premier calcul des dimensions géométriques de moteurs sont, dans les cas classiques, très proches des valeurs correspondantes exécutées ou mesurées sur des machines existantes.

7.2 Exemple de dimensionnement

7.2.1 Introduction, cahier des charges:

Cette section est consacrée à une brève description des opérations qui permettent de dimensionner un moteur électrique au moyen du logiciel développé; c'est l'occasion de montrer quelques documents susceptibles d'être générés par les programmes de calcul.

A titre d'exemple, nous choisissons le cahier des charges suivant:

- machine synchrone triphasée excitée par des aimants permanents,
- puissance mécanique: 50 W,
- vitesse: 2250 tr/min,
- tension d'alimentation: 10 V,
- fréquence d'alimentation: 150 Hz,
- densité de courant statorique maximale: 6 A/mm^2,
- rotor creux, devant pouvoir être monté autour d'une pièce cylindrique de 25 mm de diamètre,
- dans la mesure du possible, minimiser l'inertie, les dimensions et les pertes.

Les paragraphes ci-après présentent les différentes étapes du calcul.

7.2.2 Premier calcul des dimensions géométriques:

Afin d'avoir une idée de l'ordre de grandeur de la machine cherchée, nous procéderons à un premier calcul en laissant le programme agir autant que possible seul (utilisation des valeurs par défaut).

La figure 7.1 est l'enregistrement des informations échangées entre l'ordinateur et l'homme lors de cette opération. Elle met en évidence la simplicité d'utilisation du logiciel, le nombre limité de données indispensables et les avantages du dialogue interactif.

La figure 7.2 montre le fichier généré par le programme à l'issue du calcul des dimensions géométriques principales.

```
$ DIMENS
***********************************************************************

         DIMENSIONNEMENT AUTOMATISE DE MACHINES ELECTRIQUES :

***********************************************************************

Entree dans la procedure de commande DIMENS.COM qui permet le developpement de
moteurs electriques synchrones, asynchrones et courant continu.

IMPORTANT: la procedure de commande DIMENS utilise et detruit
des fichiers ayant pour nom RDIM99.DAT , RESIN99.DAT , ADR99.DAT,
DDES99.DAT et REXEC99.DAT . Vous devez donc eviter de posseder des
fichiers ayant ces noms!

L'utilisateur repondra aux questions posees par o pour oui et n pour non,
en lettres minuscules ou majuscules, sauf lorsque des choix sont a faire;
dans ce cas, il introduira le numero de l'option desiree.
Il est possible d'obtenir des renseignements (aide a l'utilisateur) en
repondant par un ? a n'importe quelle question comportant ce signe entre
parentheses (a cote du point d'interrogation lie a la question).

Est-ce un nouveau dimensionnement ? (?) > o
Voulez-vous sortir pour renommer vos fichiers ? > n

*** Entree dans le programme de choix d'un type de moteur! ***

type de moteur?
moteur particulier non predimensionnable: (0),
courant continu (1), asynchrone (2), synchrone (3)?
utilisation du choix assiste par ordinateur (4)?
> 3
Rotor long (1), plat (2), cloche (3), externe (4) ?
> 1
Excitation par bobinage (1) ou par aimant (2) ?
> 2
Type de moteur:       31266
Desirez-vous le modifier?
> n



Point d'entree dans le systeme de calcul ?
- predimensionnement : 1
- dimensionnement (apres choix des toles): 2
- calcul des performances: comme dimensionnement; les memes programmes
                           permettent les initialisations indispensables.
> 1


Code identifiant ce travail (10 caracte`res au maximum) ?
> PC1-test


Titre du dimensionnement:
Voulez-vous introduire une ligne de texte ?
> o

Texte: (maximum 75 caracteres)
> Petite machine synchrone a rotor creux
Petite machine synchrone a rotor creux
Ligne correcte?
> o

Nouvelle ligne ?
> n

Lignes de commentaires ?
> n


*** Entree dans l'editeur de donnees et de resultats! ***


Dernier programme execute: CHOIX
Prochain programme appele : DEBUT
Voulez-vous modifier la liste des programmes a appeler ?
> n
Type de moteur: 31266
Code identifiant le travail :  PC1-test
Desirez-vous intervenir lors de l'execution du prochain programme appele ?
> o
Desirez-vous modifier les titres et commentaires ?
> n

Petite machine synchrone a rotor creux

calcul commence le 29-JUN-1984 a 09:52:31.49
```

```
Un rappel des ordres reconnus par la procedure peut etre
obtenu en introduisant le signe '?' ;

  1:   Puissance mecanique (W)                              >>>>
> 50
  1:   Puissance mecanique (W)                              >>>>  5.000E+01 ,
  2:   Vitesse nominale (a vide) (tr/min)                   >>>>
> 2250
  2    Vitesse nominale (a vide) (tr/min)                   >>>>  2.250E+03 ,
  3    Tension (val. eff. Uligne en (V))                    >>>>
> 10
  3    Tension (val. eff. Uligne en (V))                    >>>>  1.000E+01 ,
  4    Frequence d'alimentation (Hz)                        >>>>
> 150
  4    Frequence d'alimentation (Hz)                        >>>>  1.500E+02 ,
  5    Nombre de phases                                     >>>>
> 3
  5    Nombre de phases                                     >>>>  3.000E+00 ,
  7    Vitesse maximale en emballement (tr/min)                >
>
  9    Couplage (etoile (1) ou triangle (2))                   >
> 1
  9    Couplage (etoile (1) ou triangle (2))                   >  1.000E+00 ,
 10:   Courant de demarrage (Iligne (A))                       >
> p
 11.   Inertie minimale (Kgm**2)                               >
 12:   Inertie maximale (Kgm**2)                               >
 13:   Rendement minimal                                       >
 14:   Longueur minimale de la partie electrique (m)           >
 15    Longueur maximale de la partie electrique (m)           >
 16:   Diametre externe minimal (de la machine) (m)            >
 17    Diametre externe maximal (de la machine) (m)            >
 18    Diametre externe minimal du rotor (m)                   >
 19    Diametre externe maximal du rotor (m)                   >
 20:   Diametre interne min. de la partie electrique (m)       >
> p18
 18:   Diametre externe minimal du rotor (m)                   >
> 0.043
 18    Diametre externe minimal du rotor (m)                   >  4.300E-02 ,
 19:   Diametre externe maximal du rotor (m)                   >
> 0.047
 19:   Diametre externe maximal du rotor (m)                   >  4.700E-02 ,
 20:   Diametre interne min. de la partie electrique (m)       >
> 0.025
 20:   Diametre interne min. de la partie electrique (m)       >  2.500E-02 ,
 21    Diametre interne max. de la partie electrique (m)       >
>
 22:   Densite de courant statorique max. (A/m**2)             >
> 6.0e6
 22:   Densite de courant statorique max. (A/m**2)             >  6.000E+06 ,
 23:   Densite de courant rotorique max. (A/m**2)              >
> e

**********************************************************************
**********************************************************************

Voulez-vous poursuivre les operations sans consulter de resultats ? (?) > o

*** Programme etablissant la liste des operations a effectuer! ***

Desirez-vous utiliser vos propres programmes pour certains calculs?
> n


**********************************************************************
**********************************************************************

Voulez-vous poursuivre les operations sans consulter de resultats ? (?) > o

*** Assemblage des resultats sur le fichier commun! ***

Prochain programme appele: INIT

*** Entree dans le programme d'initialisation ! ***

Rapport Li / Taup propose  1.200E+00
Voulez-vous le modifier ?
> n

Type d'aimant utilise? (1 = SmCo, 2 = Ticonal, 3 = Ferrite, 4 = autre)
> 1
Aimants  disposition constructive souhaitee:
1 = radiaux, 2 = cylindriques (tuiles), 3 = couverts par une semelle.
> 2

**********************************************************************
**********************************************************************
```

```
Voulez-vous poursuivre les operations sans consulter de resultats ? (?) > o

*** Assemblage des resultats sur le fichier commun! ***

Prochain programme appele: PREDIM

*** Entree dans le programme calculant les dimensions geometriques ! ***

Valeur par defaut du cosinus phi de la machine: 0.9 inductif
Voulez-vous la modifier ?
> n

Le programme de predimensionnement peut-il modifier les densites
de courant imposees, ou doit-il les conserver absolument ?
Repondre OUI dans le premier cas, NON dans le second!
> n

Rapport Bp/Taup pour les aimants: valeur par defaut = 0.65
Voulez-vous la modifier ?
> n

Coefficient de remplissage stator :  4.372E-01
Desirez-vous le modifier ?
> o

Valeur desiree ?
> 0.35
Rapport Li/Taup impose:  1.200E+00
Voulez-vous le modifier ?
> n

6: diametre d'alesage  1.2E+00 fois trop petit

LTOT: (m)  I DEXT: (m)  I Da: (m)    I Li: (m)    I J:(kgm**2)
=================================================================
 4.497E-02 I  7.033E-02 I  3.612E-02 I  1.702E-02 I  2.666E-05

Voulez-vous arreter les operations ?
> n

Ancien rapport Li/Taup:         1.200E+00
Nouveau rapport Li/Taup vise:   7.471E-01
Desirez-vous le modifier ?
> n

Le predimensionnement a abouti a une solution possible !

*********************************************************************
*********************************************************************

Voulez-vous poursuivre les operations sans consulter de resultats ? (?) > o

*** Assemblage des resultats sur le fichier commun! ***

Prochain programme appele: TOLES

*** Programme preparant le choix des toles! ***

Voulez-vous confirmer ulterieurement les valeurs determinees par ce programme ?
> o


Un fichier CARTOLES.LIS a ete cree; il contient toutes les indications
permettant a l'utilisateur de choisir des toles convenables pour le
moteur en cours de dimensionnement.

Apres le compactage des resultats, il est conseille de quitter le systeme
pour aller consulter les catalogues de toles ou d'aimants.


*********************************************************************
*********************************************************************

Voulez-vous poursuivre les operations sans consulter de resultats ? (?) > n
Voulez-vous consulter des resultats ? > o

*** Entree dans l'editeur de donnees et de resultats! ***


Dernier programme execute: TOLES
Prochain programme appele : LECTOL
Voulez-vous modifier la liste des programmes a appeler ?
> n
Type de moteur: 31266
Code identifiant le travail :  PC1-test
Desirez-vous intervenir lors de l'execution du prochain programme appele ?
> o
```

```
Desirez-vous modifier les titres et commentaires ?
> n

Petite machine synchrone a rotor creux

calcul commence le 29-JUN-1984 a 09:52:31.49

Desirez-vous consulter ou modifier des resultats ?
> o
Un rappel des ordres reconnus par la procedure peut etre
obtenu en introduisant le signe '?' ;

  1    Puissance mecanique (W)                            >>>>  5.000E+01 ,
> p50
 51:   Nombre de paires de poles                             >  4.000E+00 ,
> p
 52:   Longueur (hauteur si rot. disque) d'empilage (m)      >  1.212E-02 ,
 54:   Longueur totale de la partie electrique (m)           >  4.055E-02 ,
 55:   Diametre externe de la machine (m)                    >  7.776E-02 ,
 58:   Diametre d'alesage (m)                                >  4.230E-02 ,
 59:   Diametre interne de la partie electrique (m)          >  2.762E-02 ,
 60:   Diametre du bout d'arbre (m)                          >  6.500E-03 ,
 61:   Entrefer (m)                                          >  3.025E-04 ,
 69:   Diametre interne de la culasse stator (m)             >  7.147E-02 ,
 70:   Hauteur des dents / corps polaire stator (m)          >  1.326E-02 ,
 71:   Hauteur tetes de dents / semelles polaires stator     >  1.326E-03 ,
> e

***********************************************************************
***********************************************************************

Voulez-vous poursuivre les operations sans consulter de resultats ? (?) > n
Voulez-vous consulter des resultats ? > n
Voulez-vous imprimer ou dessiner des resultats ? > o
Voulez-vous le dessin d'une section du moteur ? > o

*** Preparation des donnees en vue du dessin de la section de la machine ***

Titre du dessin:
Petite machine synchrone a rotor creux
Voulez-vous le modifier ?
> n


*** Preparation du fichier de donnees pour la table Hp7220! ***

Format du dessin (3 = A3, 4 = A4) ?
4

Un fichier DRESS.DES a ete cree; il contient les instructions de
dessin pour la table tracante Hp7220 du LEME.

Voulez-vous le dessin d'une vue du profil du moteur ? > n
Voulez-vous un dessin des bobinages polyphases ? > n
Voulez-vous imprimer des resultats ? > n

Sortie de la procedure de commande 'DIMENS.COM';
les nouveaux resultats sont stockes dans le fichier
DIMRES.DAT !

Au revoir!
```

Figure 7.1: enregistrement du dialogue interactif lors du calcul des dimensions géométriques principales d'un moteur électrique

```
$ t cartoles.lis
        ************************************************************************

             CARACTERISTIQUES SOUHAITEES POUR LES TOLES DU MOTEUR:

        ************************************************************************

        Machine: 31266              Travail:    PC1-test       Date: 29-JUN-1984

        Toutes les dimensions sont donnees en metres, metres carres, etc...
        Lors du prochain appel au programme de dimensionnement, il vous sera
        demande de confirmer ou de modifier toutes les valeurs ci-apres:

        Note  pour les machines speciales (rotor a griffes, a aimants, etc...)
              seules les dimensions des pieces a acheter dans le commerce sont
              donnees; pour le controle des autres dimensions, utilisez
              l'editeur de donnees lors du prochain appel a DIMENS !

   Entrefer                              :  0.0003025 > ..........
   Diametre interne des toles stator     :  0.0423000 > ..........
   Diametre externe des toles stator     :  0.0777600 > ..........
   Nombre d'encoches stator              :  12.000000 > ..........
   Surface d'une encoche stator          :  0.0001488 > ..........
   Hauteur des encoches stator           :  0.0132600 > ..........
   Hauteur des tetes de dents stator     :  0.0013260 > ..........
   Ouverture d'encoche stator            :  0.0022148 > ..........
   Angle entre flancs encoche stator     :  30.000000 > ..........
   Larg. min. dents stator               :  0.0040142 > ..........
   Inclinaison des encoches stator       :  0.0000000 > ..........
   Epaisseur de la culasse stator        :  0.0031450 > ..........

   Diametre interne des toles rotor      :  0.0276200 > ..........
   Diametre externe des toles rotor      :  0.0416950 > ..........

   Nombre de poles d'excitation          :  8.0000000 > ..........
   Nombre total d'aimants                :  8.0000000 > ..........

   Longueur d'aimant                     :  0.0121200 > ..........
   Diametre interne de l'aimant          :  0.0336400 > ..........
   Diametre externe de l'aimant          :  0.0416960 > ..........
   Angle d'ouverture de l'aimant         :  29.249998 > ..........
```

Figure 7.2: fichier décrivant les dimensions géométriques des tôles

7.2.3 Recherche d'une géométrie optimale:

A partir des résultats du paragraphe précédent, nous tentons d'améliorer les caractéristiques de la machine en modifiant certaines contraintes, telles que la densité de courant statorique, le rapport (l_i/τ_p) imposé, l'induction maximale admissible dans les tôles, ou encore le rapport entre la largeur des aimants et le pas polaire.

On constate alors que les dimensions principales du moteur ne changent que peu par rapport aux résultats du premier calcul, et on demande au programme de dessiner une section de la machine (figure 7.3).

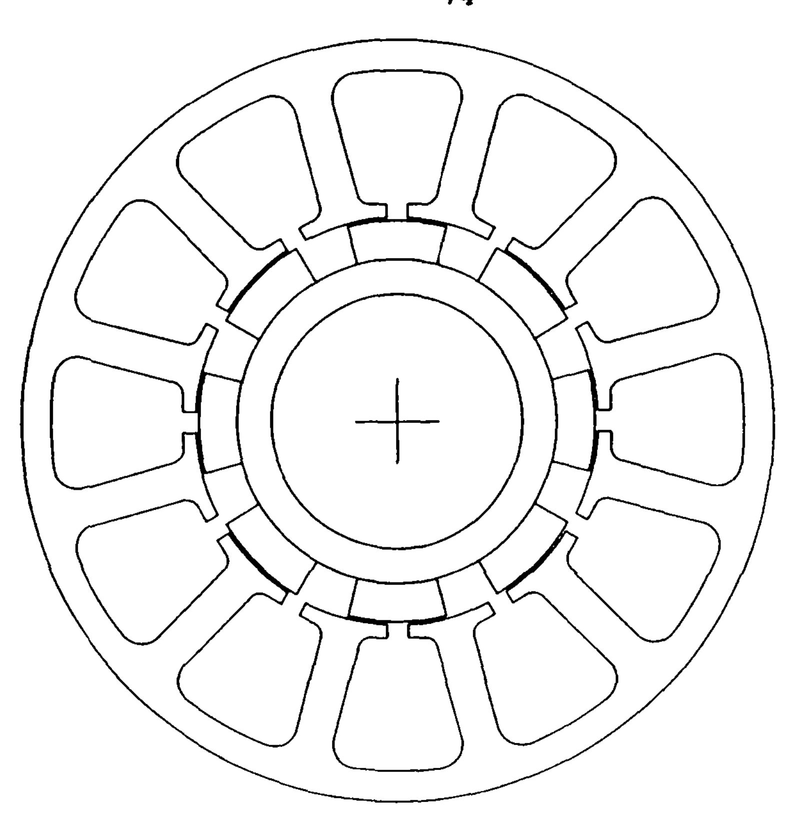


Figure 7.3: section de la machine calculée par le programme

7.2.4 Choix d'éléments disponibles dans le commerce:

Il est rare de trouver chez les fournisseurs spécialisés des pièces ayant exactement les dimensions souhaitées, et l'exécution d'éléments sur mesure n'est envisageable que pour de grandes séries (pour des raisons économiques). Nous nous voyons donc contraints d'utiliser les éléments suivants:

- tôles ayant 18 encoches de 68 mm^2, un diamètre d'alésage de 45,5 mm et un diamètre externe de 80 mm,
- aimants permanents en SmCo de 12 · 5 · 3 mm; deux aimants sont réunis pour former un pôle, et nous avons donc 16 aimants en tout.

7.2.5 Calcul des bobinages et des pertes:

L'étape suivante du calcul est la répartition des conducteurs des différentes phases dans les encoches, selon la méthode exposée au chapitre 6 et à l'annexe 7. Le programme peut alors dessiner le schéma de bobinage de la figure 7.4.

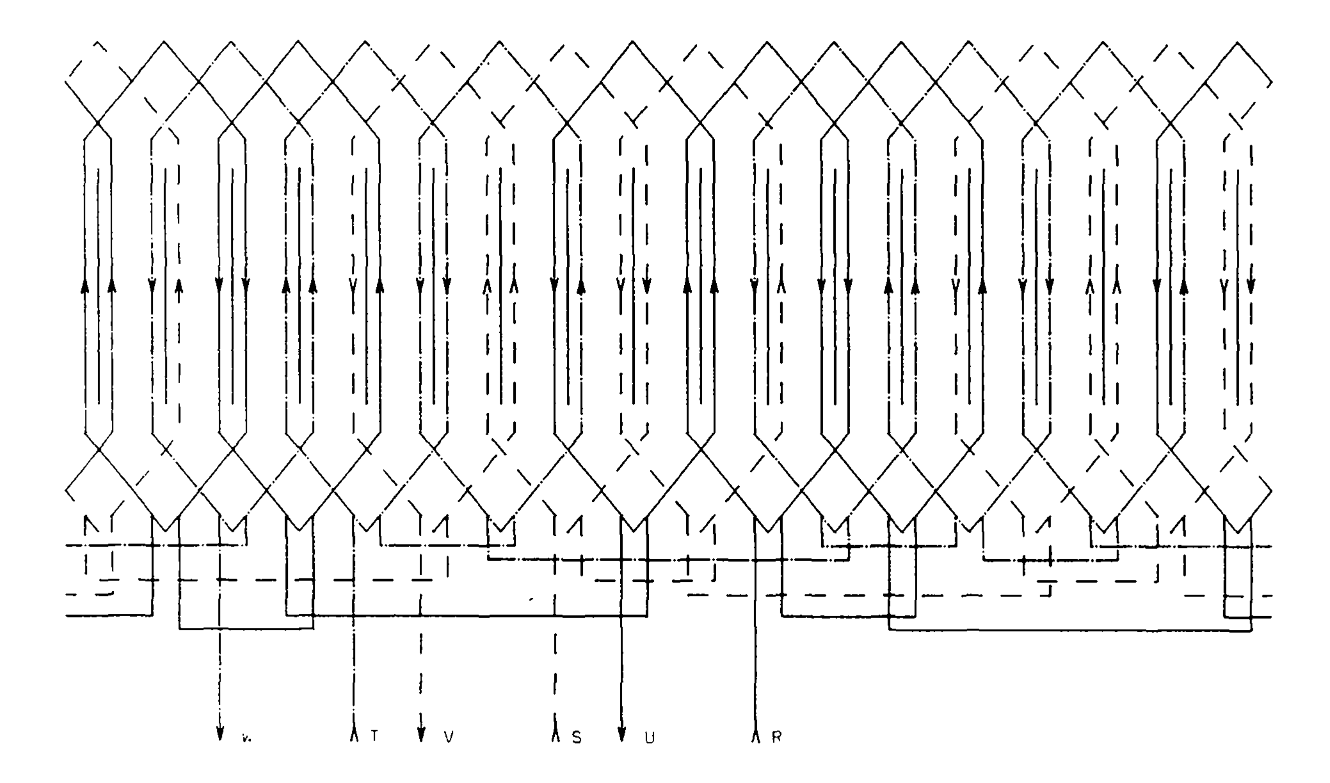


Figure 7.4: schéma de bobinage du stator

La figure 7.5 montre l'allure de l'induction dans l'entrefer générée par les aimants, sur un pas polaire, l'effet des ouvertures d'encoches étant négligé. Les aimants sont répartis régulièrement à la périphérie du rotor, tous les 22,5°; deux aimants forment un pôle nord, les deux suivants un pôle sud, etc...

La figure 7.6 représente l'induction produite par des aimants inclinés d'un pas d'encoche par rapport à l'axe du moteur.

En comparant ces deux courbes, on constate que le fait d'incliner les aimants permet de lisser l'allure de la répartition de l'induction dans l'entrefer, et de diminuer ainsi le taux d'harmoniques de la tension induite.

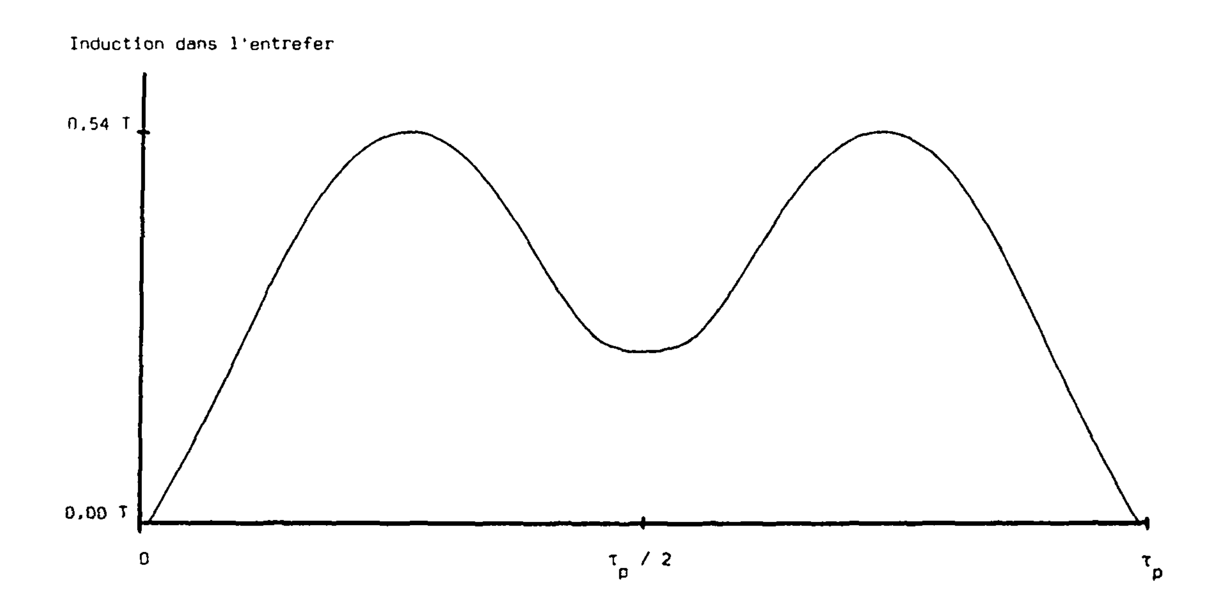


Figure 7.5: induction dans l'entrefer générée par des aimants droits

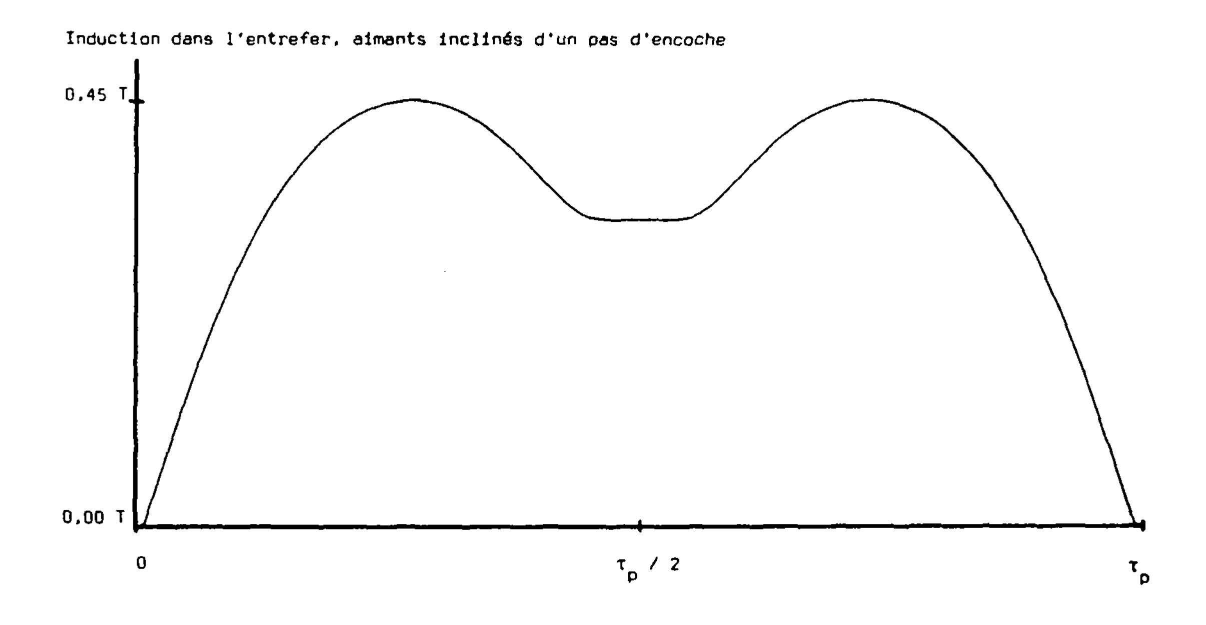


Figure 7.6: induction dans l'entrefer générée par des aimants inclinés

Le logiciel utilise, entre autres, les données représentées par ces courbes pour calculer les perméances, puis les réactances, et enfin le nombre de spires des bobinages statoriques (la relation utilisée étant identique à 6.80). On obtient ainsi 16 spires par bobine, et 6 bobines en série par phase.

Les pertes calculées s'élèvent à:

- pertes fer: 2,7 W
- pertes cuivre: 21 W

7.2.6 Calcul du comportement:

Il est possible de développer des programmes permettant de simuler pratiquement tous les régimes de fonctionnement classiques; à titre d'exemple, la figure 7.7 montre un démarrage à vide en régime auto-asservi.

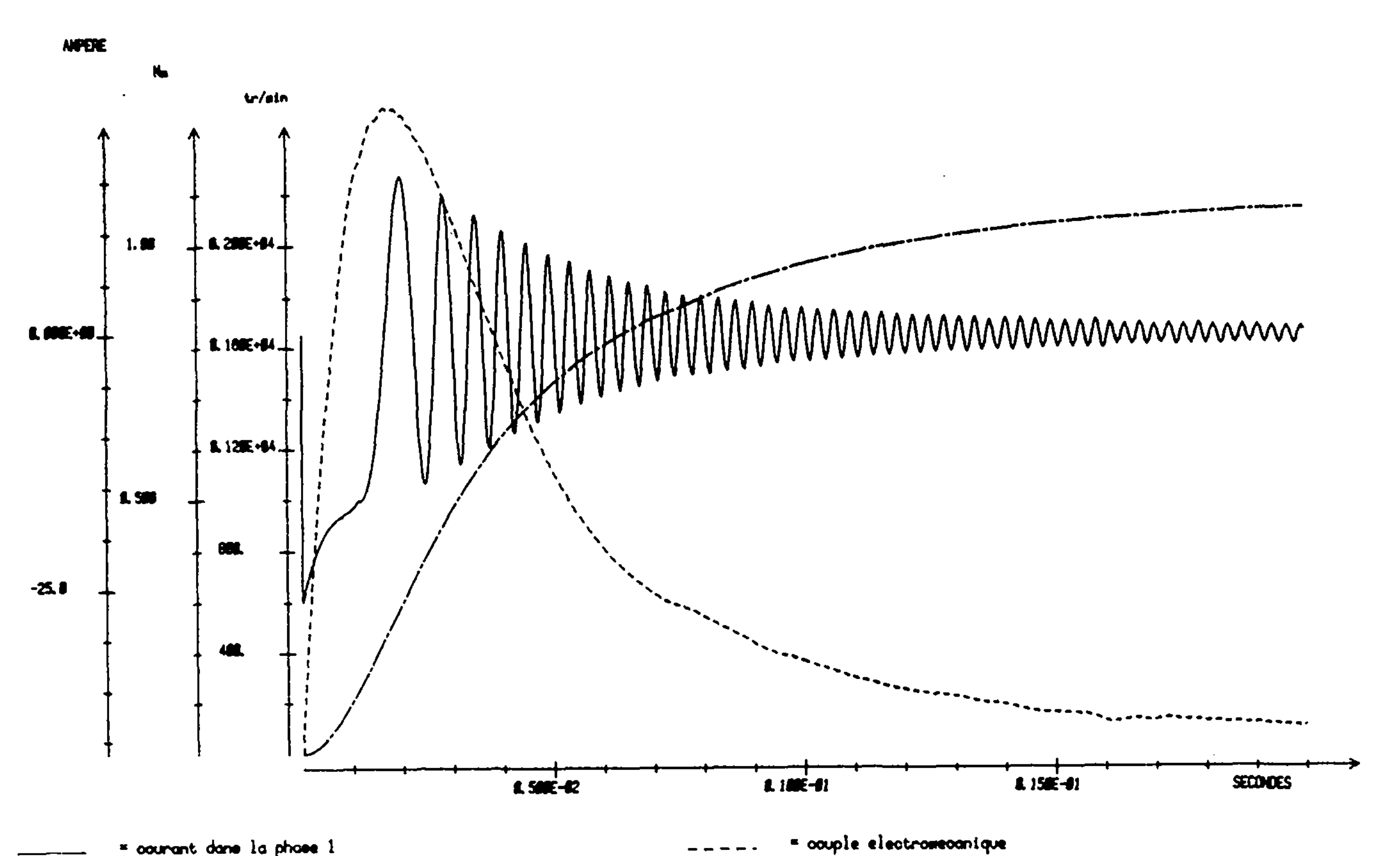


Figure 7.7: démarrage à vide en régime auto-asservi

7.2.7 Conclusions:

Cette brève démonstration, et plus particulièrement la figure 7.1, montre qu'il n'est pas nécessaire de connaître la structure interne d'un programme de CAO, ni d'être spécialiste en dimensionnement de machines, ni même de lire un mode d'emploi détaillé, pour pouvoir obtenir rapidement des résultats utilisables.

7.3 Etude comparative de quelques machines:

7.3.1 Introduction:

Le logiciel que nous avons développé est spécialement conçu pour permettre de comparer aisément l'influence de contraintes sur les performances globales de différents types de machines.
Pour mettre ces qualités en évidence, nous avons calculé, pour une bonne centaine de moteurs, quatre grandeurs particulièrement importantes: les pertes cuivre et fer, l'inertie, le volume total de la partie électrique, et le volume du rotor, ce dernier étant défini comme:

$$V_{rotor} = \pi \cdot d_a^2 \cdot l_a \qquad (7.1)$$

Le programme ne calculant pas les pertes mécaniques et supplémentaires, nous n'avons pas voulu donner d'indications relatives au rendement des machines.
Les moteurs étudiés ont une puissance mécanique nominale de 1 kW et une vitesse à vide de 3000 tr/min, ce qui peut, par exemple, correspondre à des entraînements de machines-outil.

7.3.2 Quelques machines synchrones:

7.3.2.1 Machine de référence:

La machine de référence est synchrone à rotor long, excitée par des aimants cylindriques au samarium - cobalt. D'une puissance de 1 kW et tournant à 3000 tours par minute, elle comporte quatre pôles et est donc

alimentée à une fréquence de 100 Hz.

7.3.2.2 Contraintes portant sur la structure de la machine:

Dans une première étape, nous faisons varier le rapport (l_i/τ_p). La figure 7.8 présente les résultats des calculs correspondants. Une machine ayant un rotor de grand diamètre (rapport (l_i/τ_p) faible) possède proportionnellement plus de développantes qu'une machine à rotor de petit diamètre. Ceci explique simultanément la diminution du volume total et des pertes lorsque (l_i/τ_p) augmente. L'inertie étant essentiellement fonction du diamètre externe du rotor, il est normal qu'elle décroisse également. Il est à remarquer que, pour ce type de moteur et dans ces dimensions, les pertes fer sont le plus souvent faibles par rapport aux pertes cuivre.

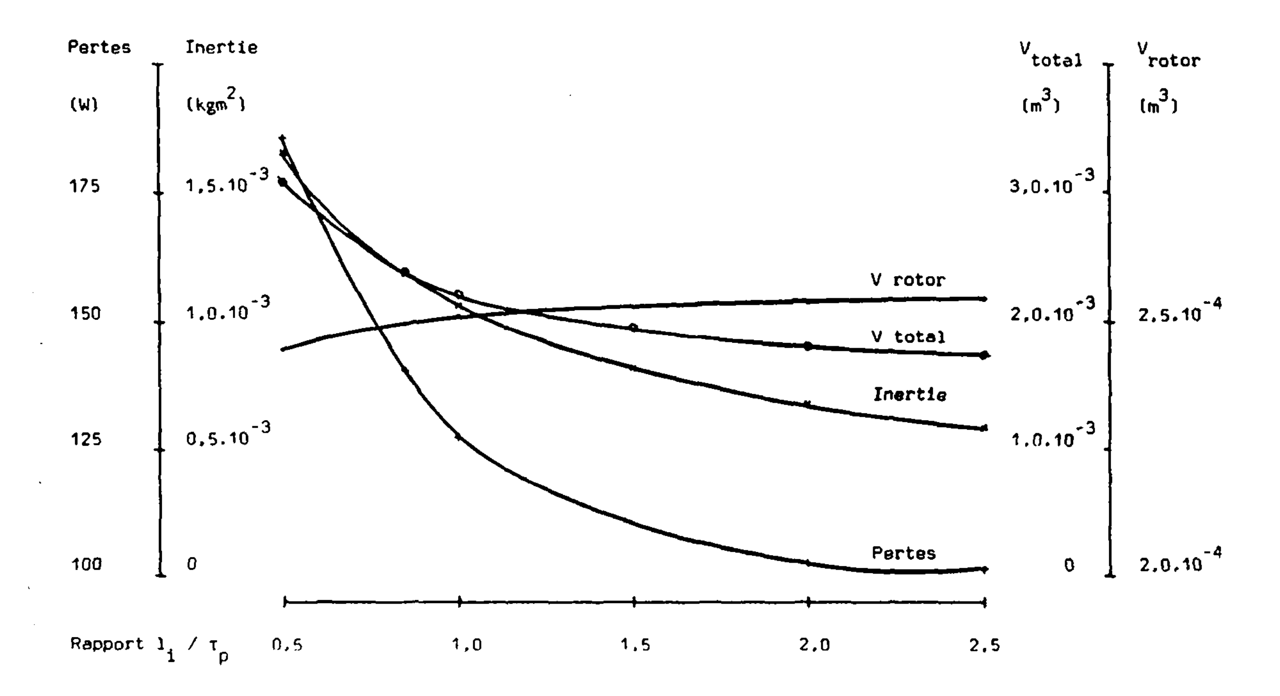


Figure 7.8: machine synchrone à aimants en SmCo, modification du rapport (l_i/τ_p)

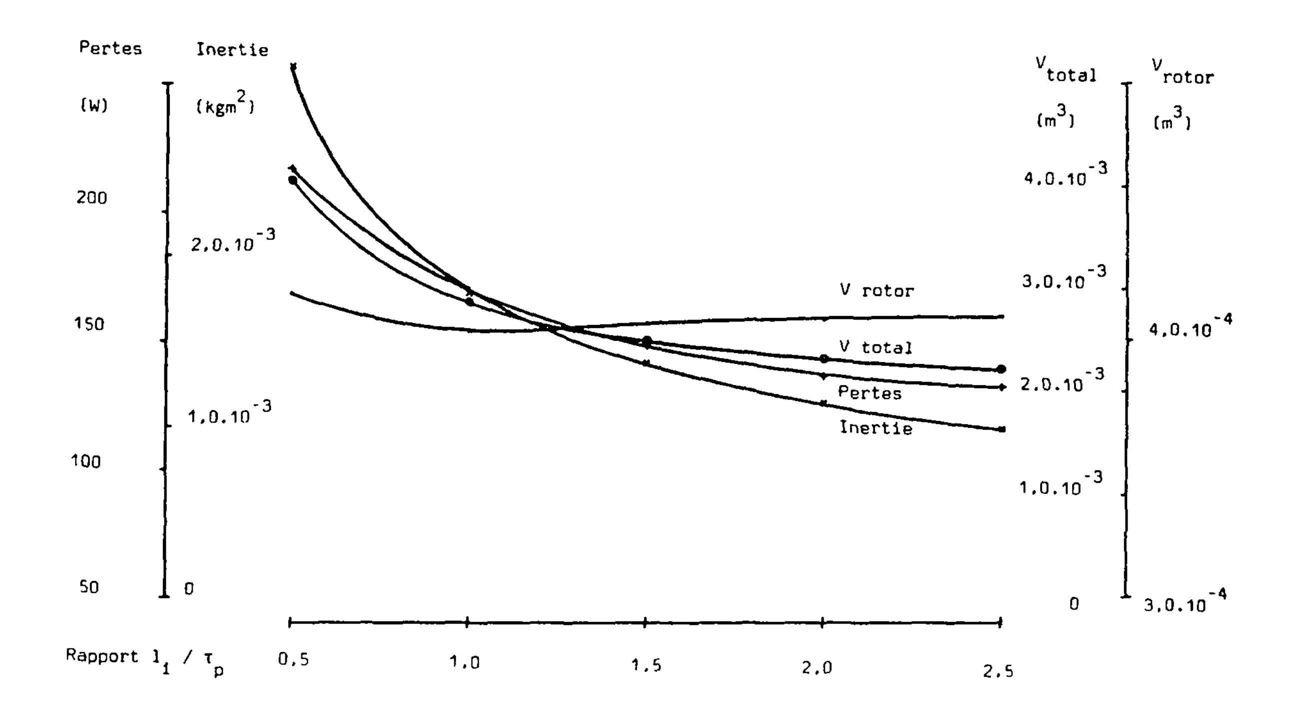


Figure 7.9: machine synchrone à aimants en ferrite, modification du rapport (l_i/τ_p)

En remplaçant les aimants en SmCo par de la ferrite, on obtient une courbe d'allure similaire (figure 7.9). L'induction dans l'entrefer étant plus faible dans ce cas que dans le précédent, le volume de cuivre nécessaire augmente, de même que la surface active, d'où des valeurs plus fortes pour l'ensemble des dimensions.

Par contre, le fait de modifier la position des aimants n'a que peu d'influence pour un nombre de pôles relativement faible (figure 7.10). Notons que, pour faire varier le nombre de pôles tout en conservant la même vitesse de rotation, il est indispensable de modifier la fréquence d'alimentation.

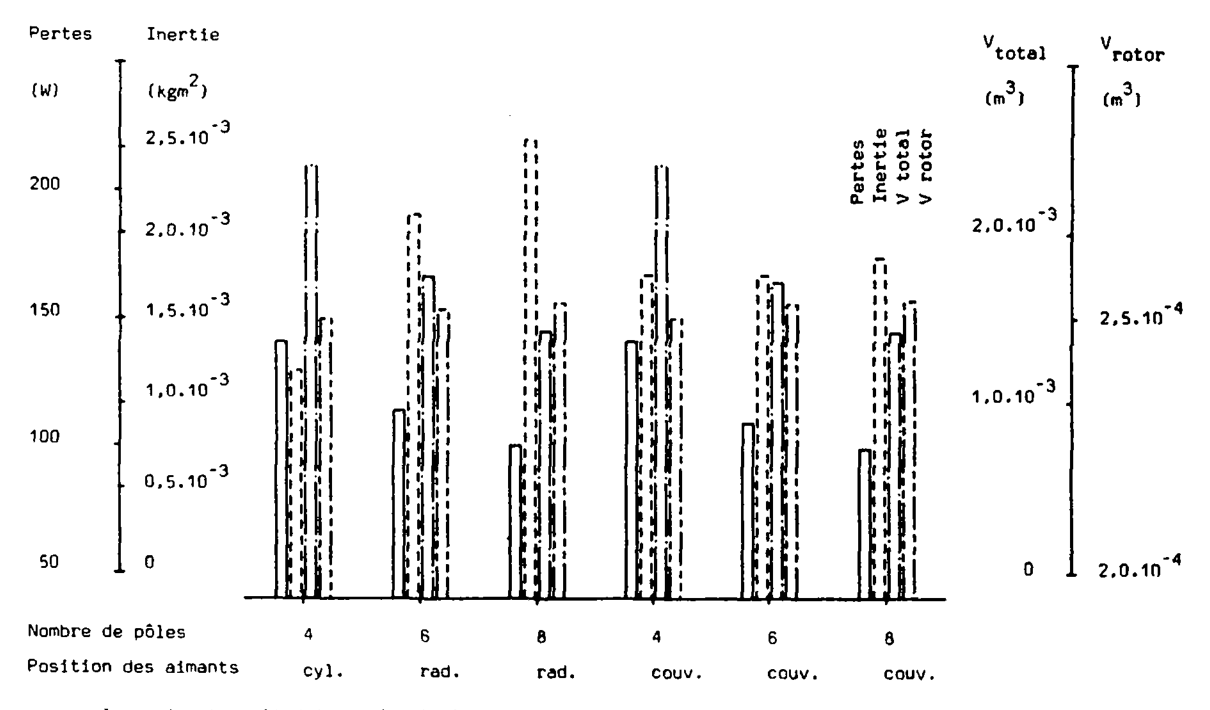


Figure 7.10: différentes positions des aimants en SmCo et modification du nombre de pôles (et de la fréquence d'alimentation)

Une modification du nombre de pôles (figure 7.11) conduit à une diminution de l'espace occupé par les développantes, d'où réduction du volume total, et des pertes. Par contre, l'induction dans l'entrefer augmente avec le nombre de pôles, ce qui explique l'évolution de l'inertie et du volume du rotor.

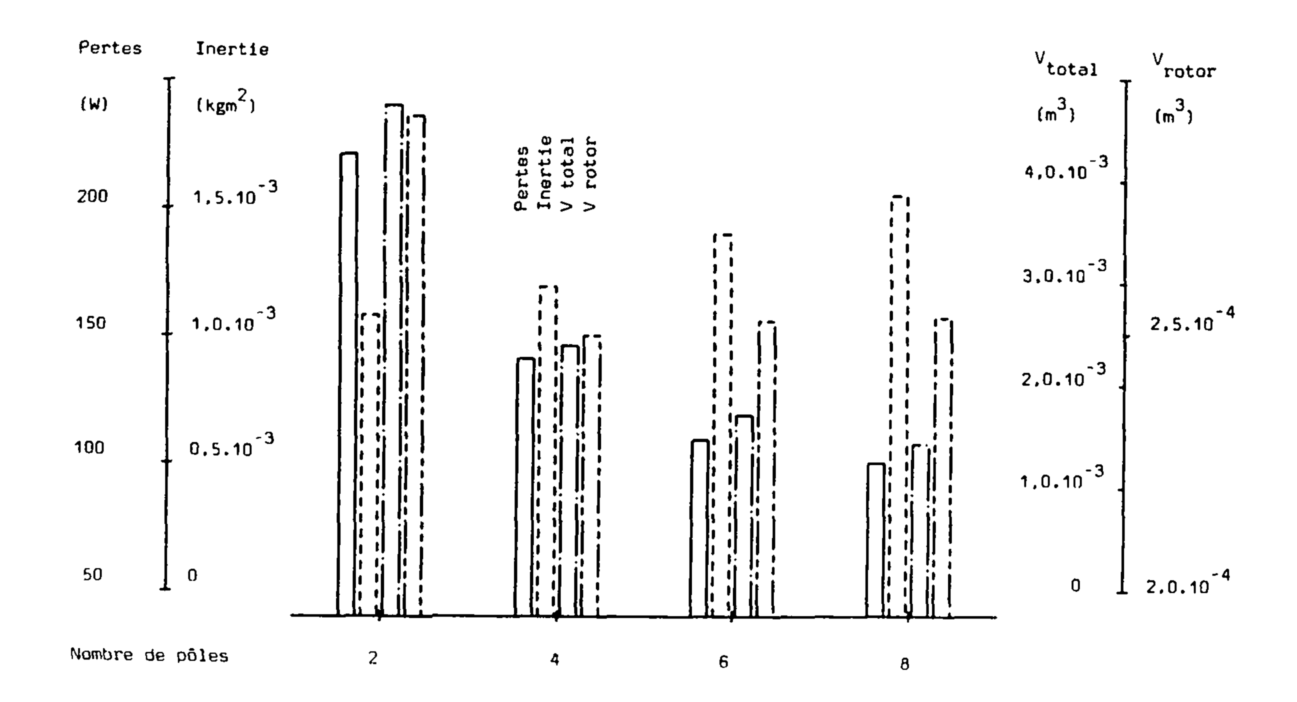


Figure 7.11: machine synchrone à aimants en SmCo, modification de la fréquence d'alimentation (et du nombre de pôles)

Examinons maintenant ce qui se passe si on remplace les aimants permanents par des bobinages d'excitation. La figure 7.12 montre l'évolution des caractéristiques d'une machine à rotor lisse en fonction du rapport (l_i/τ_p). Elle ressemble à la figure 7.8, mais avec une variation beaucoup plus sensible du volume du rotor; de plus, le programme aboutit à une solution avec induction dans l'entrefer plus faible que pour la machine de référence; ceci peut s'expliquer par le fait que l'entrefer équivalent d'un moteur à aimants permanents est beaucoup plus grand que celui des machines à rotor bobiné, ce qui entraîne une diminution du flux de réaction d'induit; d'autre part, à volume égal, les aimants fournissent un potentiel magnétique nettement plus élevé que des bobinages parcourus par un courant raisonnable (densité de courant compatible avec les contraintes thermiques).

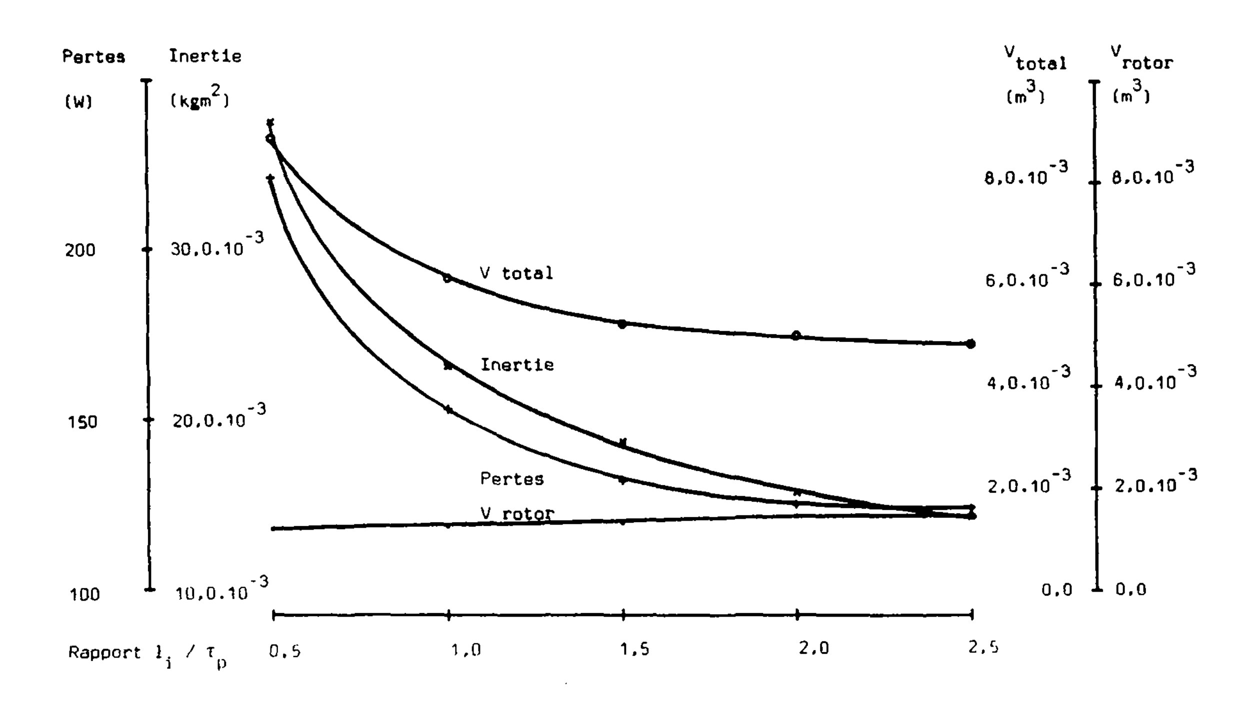


Figure 7.12: machine à rotor lisse et excitation par bobinages, caractéristiques en fonction du rapport (l_i/τ_p)

L'évolution des caractéristiques de machines avec bobinages d'excitation, à rotor lisse et à pôles saillants, en fonction de la fréquence d'alimentation (et donc du nombre de pôles) est montrée par les figures 7.13 et 7.14. Il est difficile d'en déduire des conclusions générales; trop de paramètres internes à la machine varient simultanément.

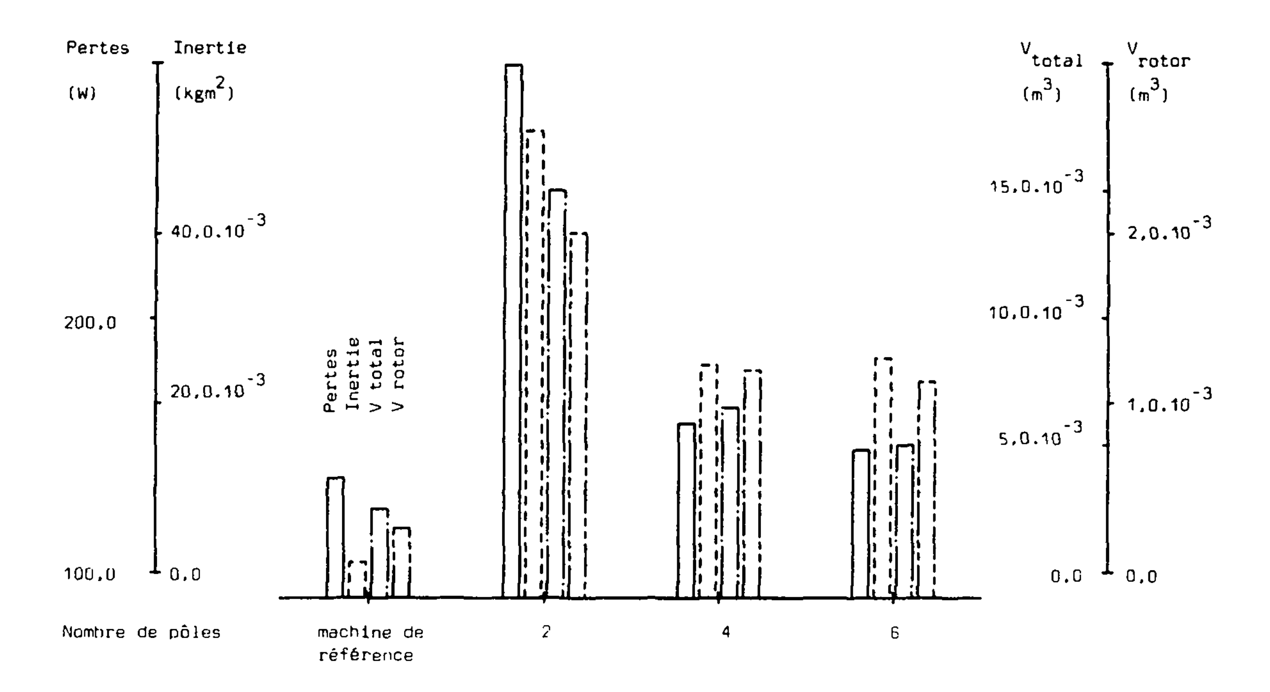


Figure 7.13: **machine à rotor lisse et excitation par bobinages, modification de la fréquence d'alimentation (et du nombre de pôles)**

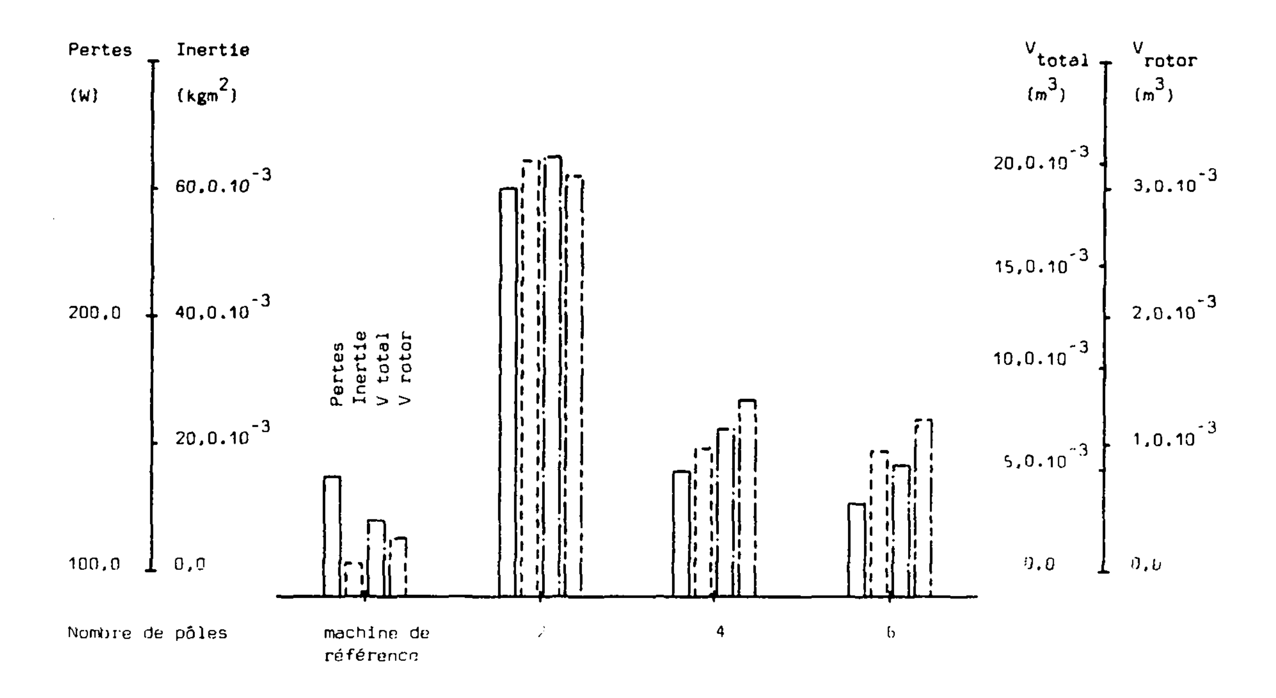


Figure 7.14: **machine à pôles saillants et excitation par bobinages, modification de la fréquence d'alimentation (et du nombre de pôles)**

7.3.2.3 Contraintes électromagnétiques:

Reprenons le calcul de machines synchrones excitées par des aimants permanents cylindriques en SmCo; nous avons choisi de décrire l'influence de trois paramètres sur les caractéristiques de ces moteurs: la densité de courant statorique (figure 7.15), le coefficient de remplissage des encoches (figure 7.16), et l'induction de crête dans les tôles statoriques (figure 7.17).
On constate que les pertes augmentent pratiquement linéairement avec la densité de courant statorique (figure 7.15), tandis que le volume du rotor et l'inertie restent approximativement constants et que le volume total tend de manière décroissante vers une asymptote horizontale. Tout aussi logiquement, une augmentation du coefficient de remplissage (figure 7.16) provoque une diminution quasiment linéaire du volume total, et n'intervient que peu sur les pertes (seule la masse de fer est légèrement modifiée, mais comme les pertes fer sont de toute manière faibles comparativement aux pertes cuivre, la variation qui en résulte est limitée).

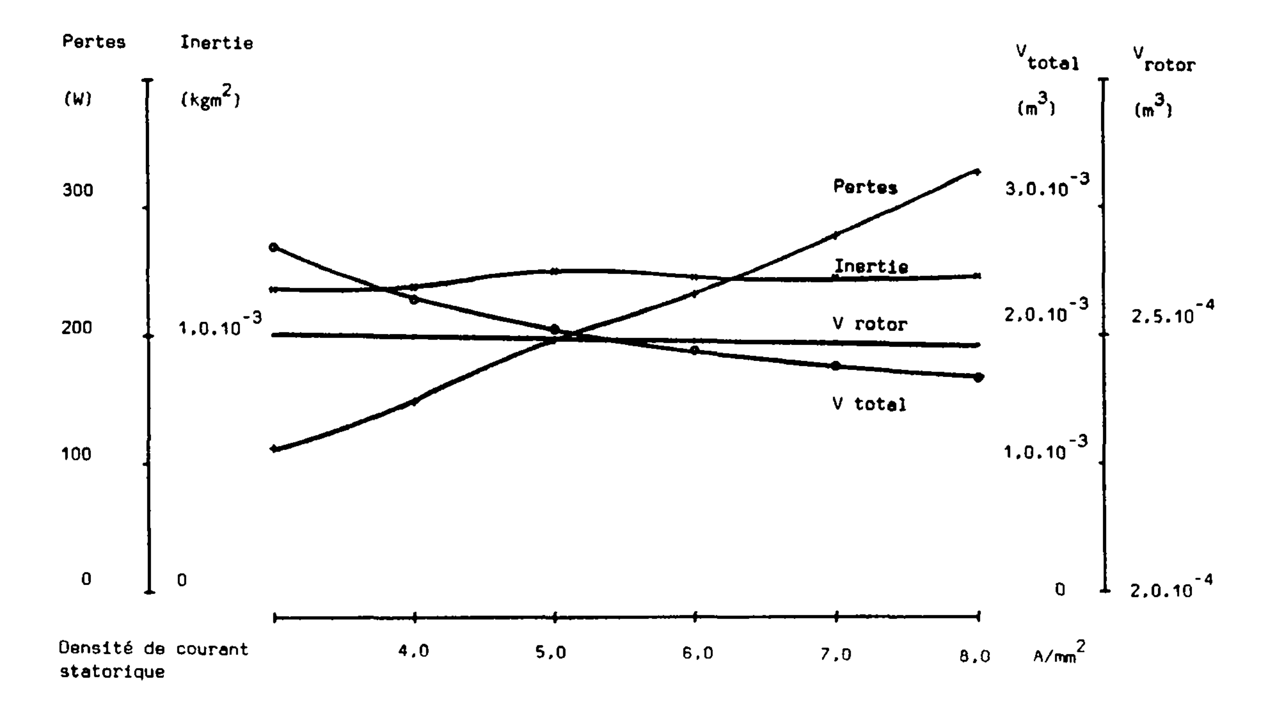


Figure 7.15: machine à aimants en SmCo, modification de la densité de courant efficace au stator

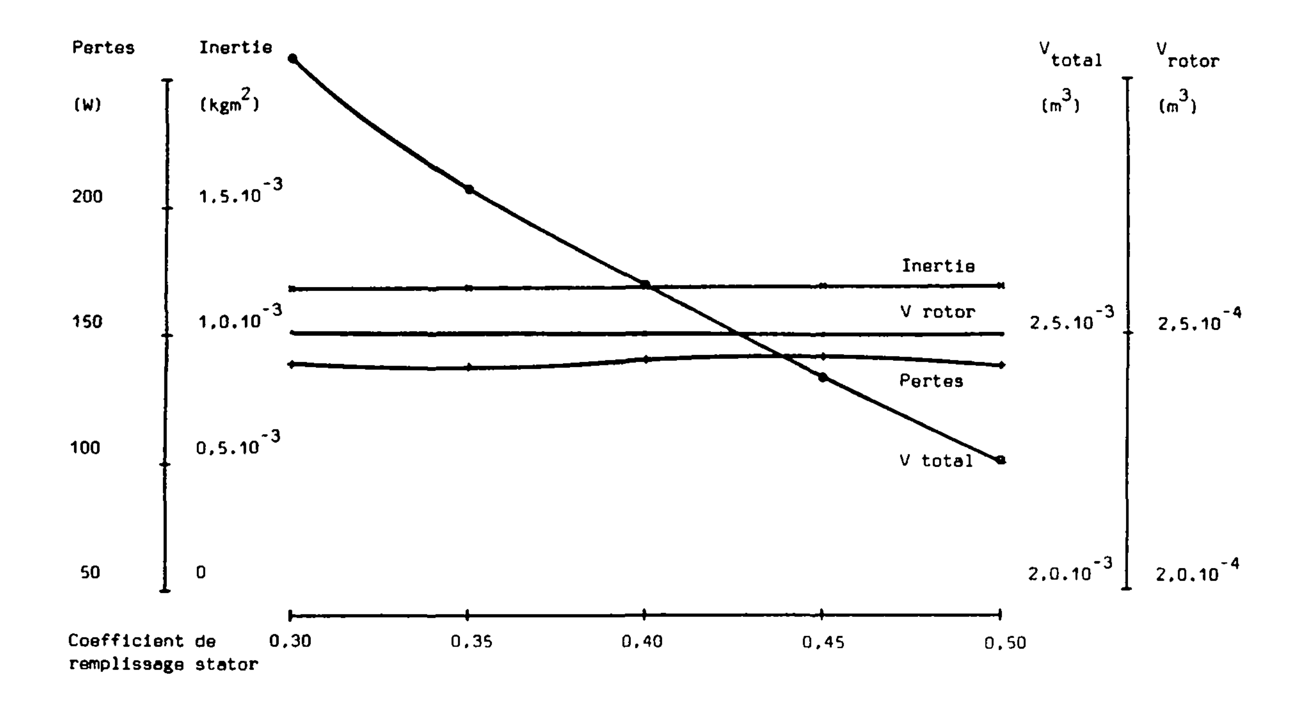


Figure 7.16: machine à aimants en SmCo, modification du coefficient de remplissage des encoches statoriques

Une augmentation de l'induction admissible dans les tôles entraîne une diminution de la perméance du circuit magnétique statorique, d'où une brusque augmentation du volume rotorique et de l'inertie lorsque la saturation commence à apparaître (induction supérieure à 1,6 Tesla). Autre point important, les pertes diminuent lorsque l'induction augmente; il faut se souvenir à ce propos que la largeur des dents statoriques est directement fonction de l'induction dans le fer, et donc que, pour une induction faible, les dents seront larges et les encoches profondes, tandis que pour une induction forte, les dents seront minces et les encoches peu profondes; ceci se répercute sur le diamètre moyen des développantes statoriques (et donc sur la longueur moyenne des spires et sur les pertes cuivre) et sur le diamètre de la culasse statorique (décroissance du volume de fer compensant l'augmentation des pertes dues à une induction plus forte).

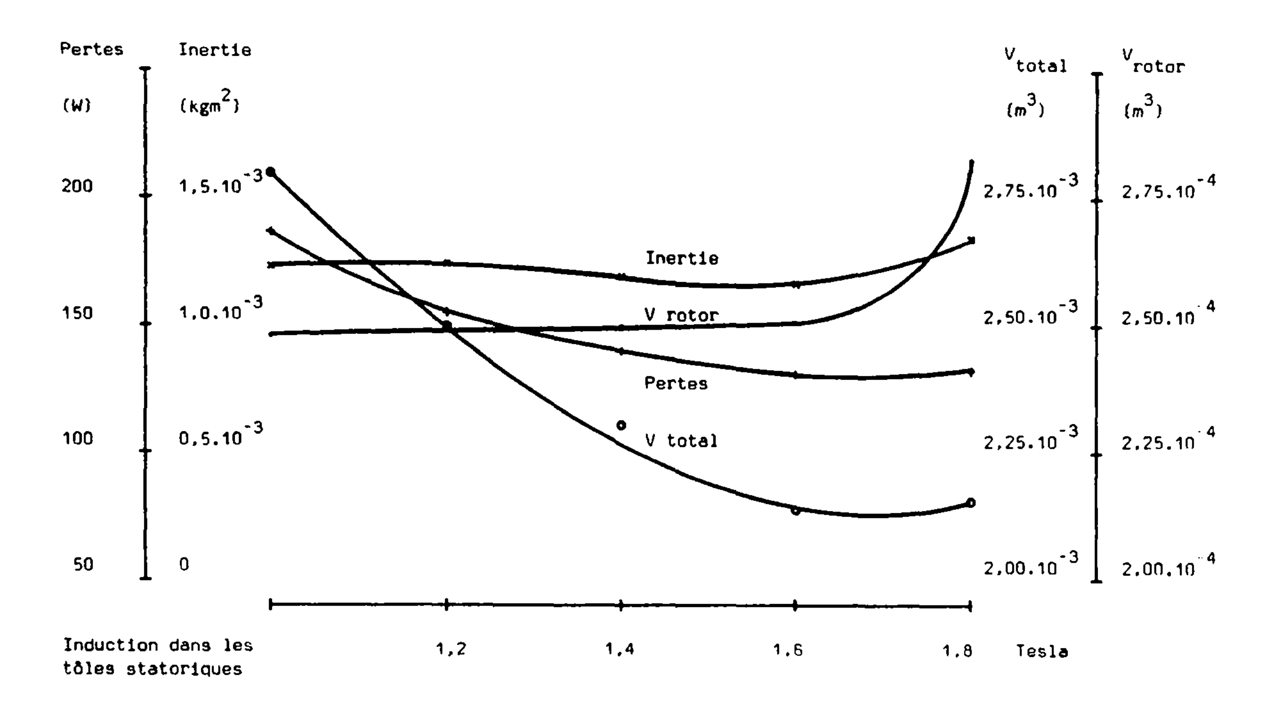


Figure 7.17: machine à aimants en SmCo, modification de l'induction de crête dans les tôles statoriques

7.3.2.4 Evolution en fonction de la puissance:

La figure 7.18 montre l'évolution des caractéristiques de la machine pour différentes puissances mécaniques. Ces courbes sont classiques, avec une diminution des pertes relatives et une augmentation de l'inertie relative pour des machines de grande puissance, et avec un volume rotorique pratiquement proportionnel à la puissance, le volume total croissant moins vite.

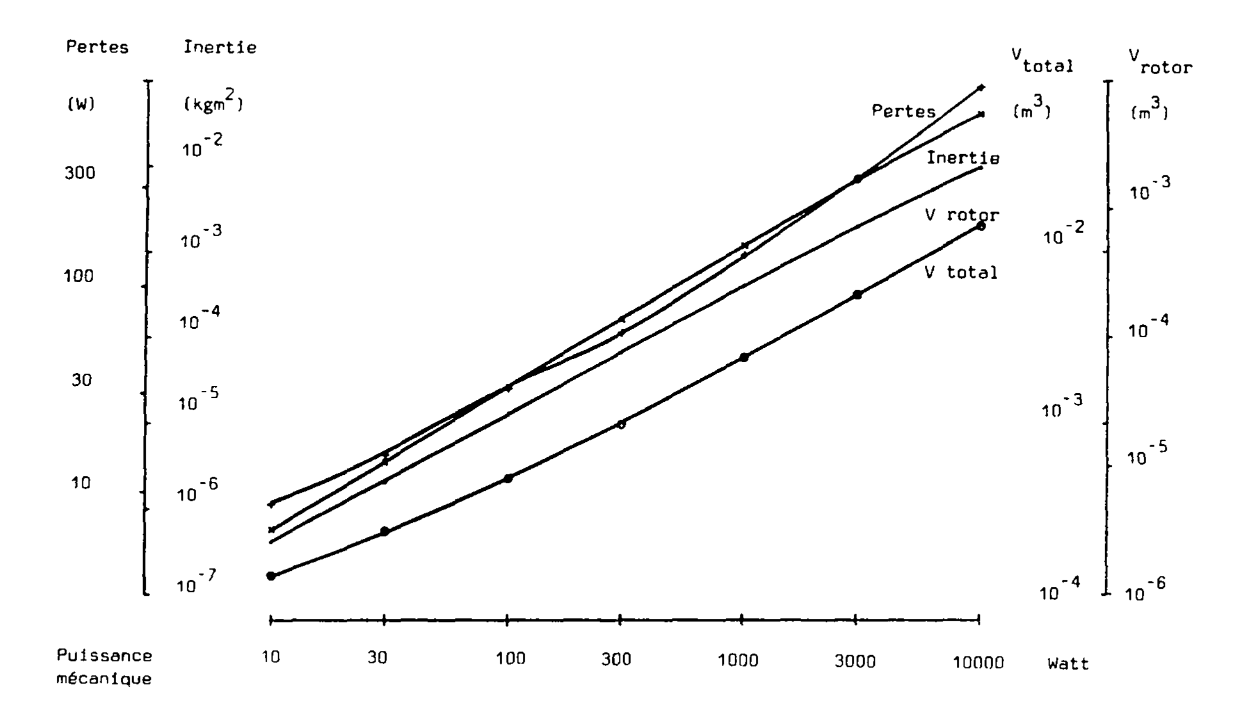


Figure 7.18: machine à aimants en SmCo, modification de la puissance mécanique

7.3.3 Quelques machines asynchrones:

7.3.3.1 Machine de référence:

La machine de référence est asynchrone à cage. D'une puissance mécanique de 1 kW, elle tourne à 3000 tours par minute (à vide), elle comporte quatre pôles et est donc alimentée à une fréquence de 100 Hz. La cage est en cuivre, avec des encoches de forme "normale" (comme celles de la figure A1.3, par opposition aux encoches "rondes").

7.3.3.2 Contraintes portant sur la structure de la machine:

Comme pour la machine synchrone, nous étudierons successivement l'influence du rapport (l_i/τ_p), du nombre de pôles (fréquence d'alimentation) et de la construction du rotor sur les pertes, l'inertie, le volume total et le volume du rotor de la machine.
La figure 7.19 illustre l'importance du choix du rapport (l_i/τ_p); les

raisons qui motivent l'allure de ces caractéristiques sont les mêmes que celles évoquées au paragraphe (7.3.2.1), mais en tenant compte en plus du fait que le rotor comporte des bobinages.

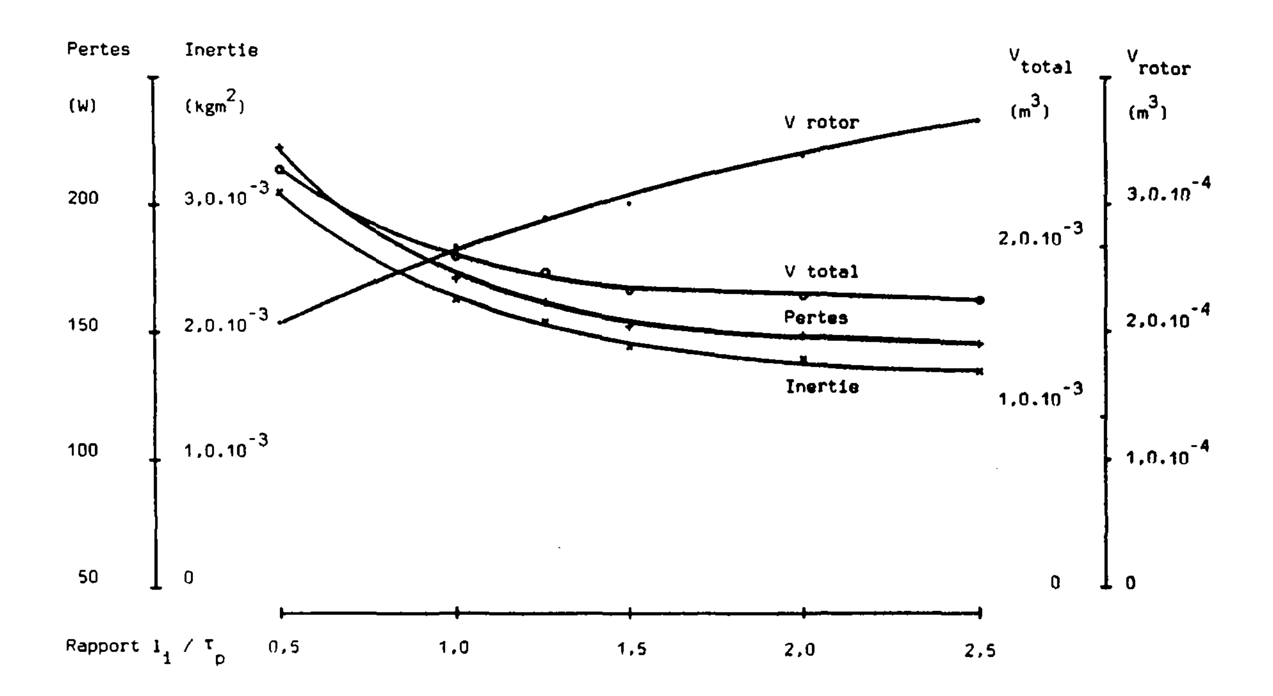


Figure 7.19: machine asynchrone à cage en cuivre, modification du rapport (l_i/τ_p)

On constate (figure 7.20) que les quatre dimensions calculées diminuent lorsque le nombre de pôles augmente; ceci est dû principalement au fait que le volume occupé par les développantes statoriques et rotoriques dépend fortement de la polarité de la machine, et subsidiairement de ce que les pertes fer sont beaucoup plus faibles que les pertes cuivre pour les fréquences considérées.

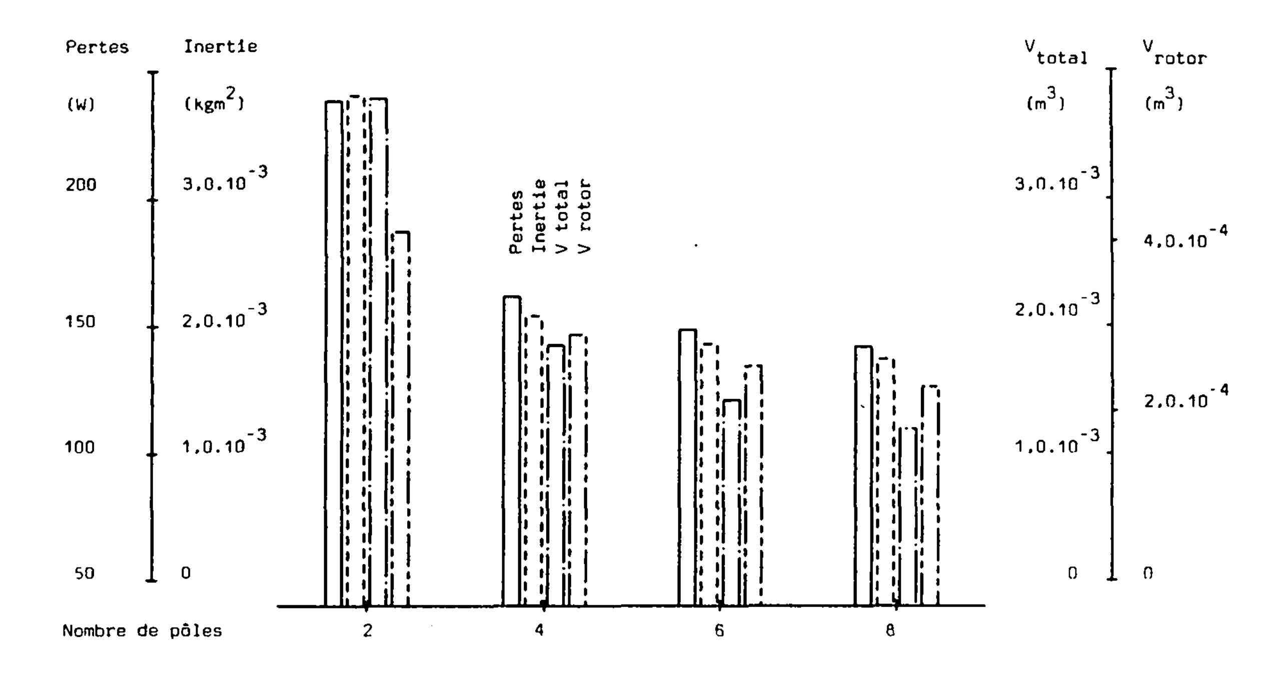


Figure 7.20: machine asynchrone à cage en cuivre, modification de la fréquence d'alimentation (et donc du nombre de pôles)

La construction du rotor (matériau constituant la cage, ou rotor bobiné) a une influence très nette sur les dimensions du moteur (figure 7.21); en effet, les machines à rotor bobiné ont un coefficient de remplissage des encoches rotoriques deux à trois fois plus faible que celles à cage, d'où une augmentation de la section des encoches, et donc du volume complet de la machine, du diamètre moyen des développantes statoriques et rotoriques, et donc un accroissement de la masse de cuivre (pertes plus importantes).

L'aluminium ayant une résistivité plus élevée que celle du cuivre, il est normal que, pour des courants linéiques d'induit équivalents, les pertes y soient supérieures; ce métal étant par contre plus léger que le cuivre, l'inertie d'une cage en aluminium et inférieure à celle d'une cage en cuivre.

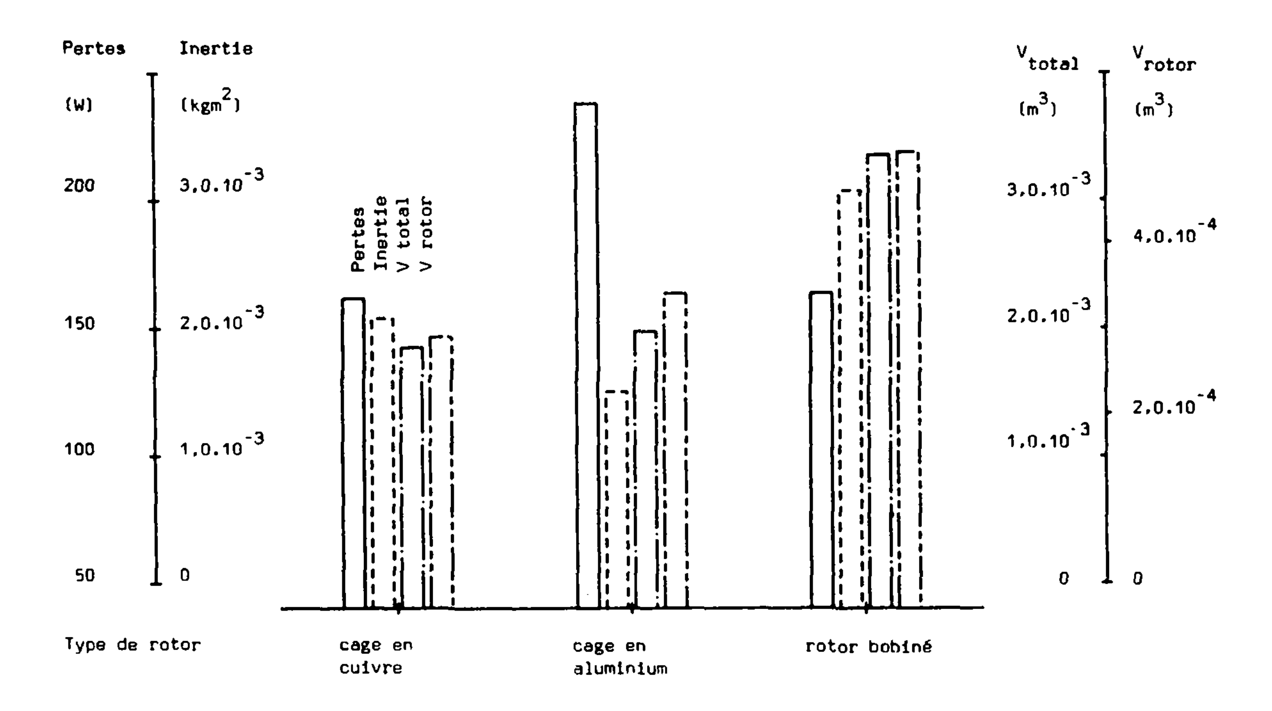


Figure 7.21: machine asynchrone à cage en cuivre, à cage en aluminium, et à rotor bobiné

7.3.3.3 Contraintes électromagnétiques:

Nous commençons par étudier l'influence du nombre de phases (figure 7.22), puis celle des densités de courant statorique et rotorique (figures 7.23 et 7.24) et enfin celle de l'induction maximale admissible dans les tôles du stator et du rotor (figures 7.25 et 7.26) sur les quatre caractéristiques du moteur.
La figure 7.22 montre qu'il est très défavorable d'augmenter le nombre de phases d'un moteur alimenté en régime sinusoïdal. En effet, plus ce nombre est grand, plus la densité de courant équivalente continue diminue (facteur 2 / m). Il faut donc accroître considérablement le volume de cuivre, les dimensions de la machine et les pertes pour conserver le même couple.

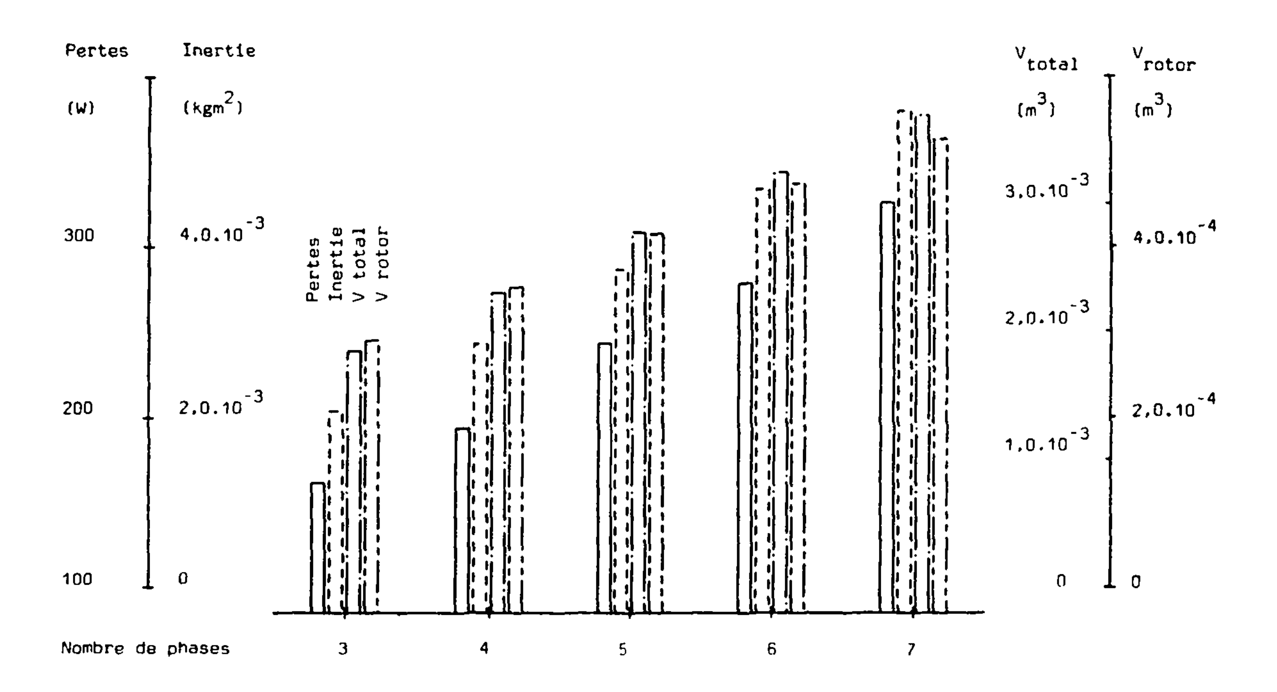


Figure 7.22: machine asynchrone à cage en cuivre, modification du nombre de phases

Lorsque la densité de courant statorique augmente, le rotor ne change pas, tandis que le volume du stator décroît et que les pertes cuivre augmentent. Par contre, lorsque c'est la densité de courant rotorique qui croît, le volume du rotor diminue, ce qui entraîne une décroissance du diamètre d'alésage, du volume du stator et de l'inertie. L'augmentation des pertes est semblable à celle observée lorsqu'on agit sur la densité de courant statorique.

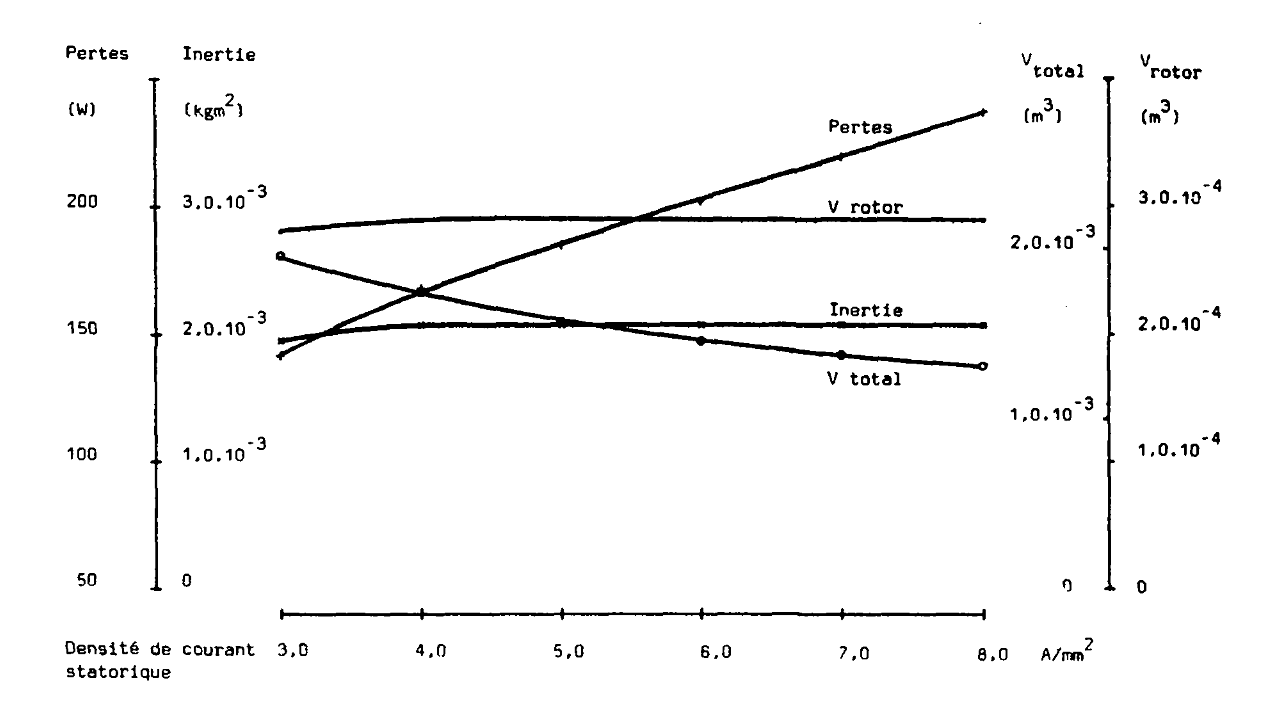


Figure 7.23: machine asynchrone à cage en cuivre, modification de la densité de courant statorique

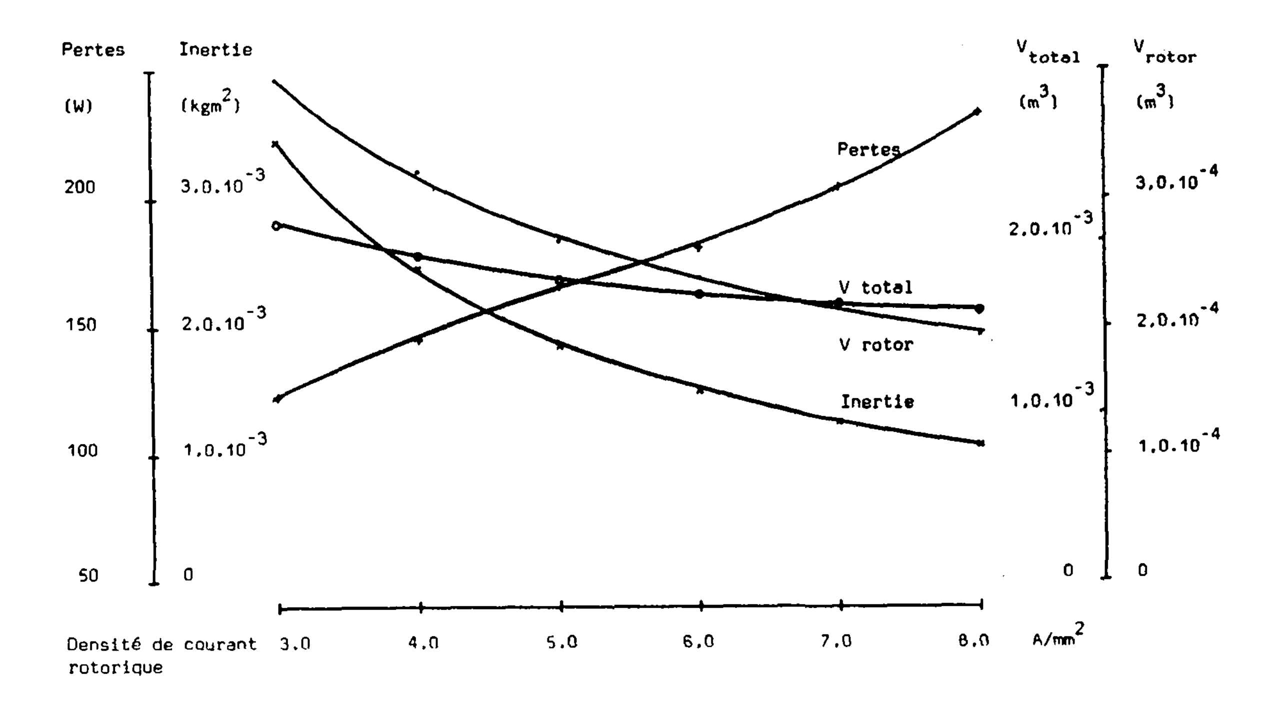


Figure 7.24: machine asynchrone à cage en cuivre, modification de la densité de courant rotorique

Une modification de l'induction maximale admissible dans les tôles statoriques n'a que peu d'influence sur les paramètres calculés, si ce n'est une légère diminution du volume total, tant que le fer n'est pas trop saturé.
Une action similaire sur l'induction maximale admissible au rotor est par contre beaucoup plus intéressante, puisqu'elle entraîne une décroissance sensible de l'inertie. Là aussi, éviter à tout prix la saturation.

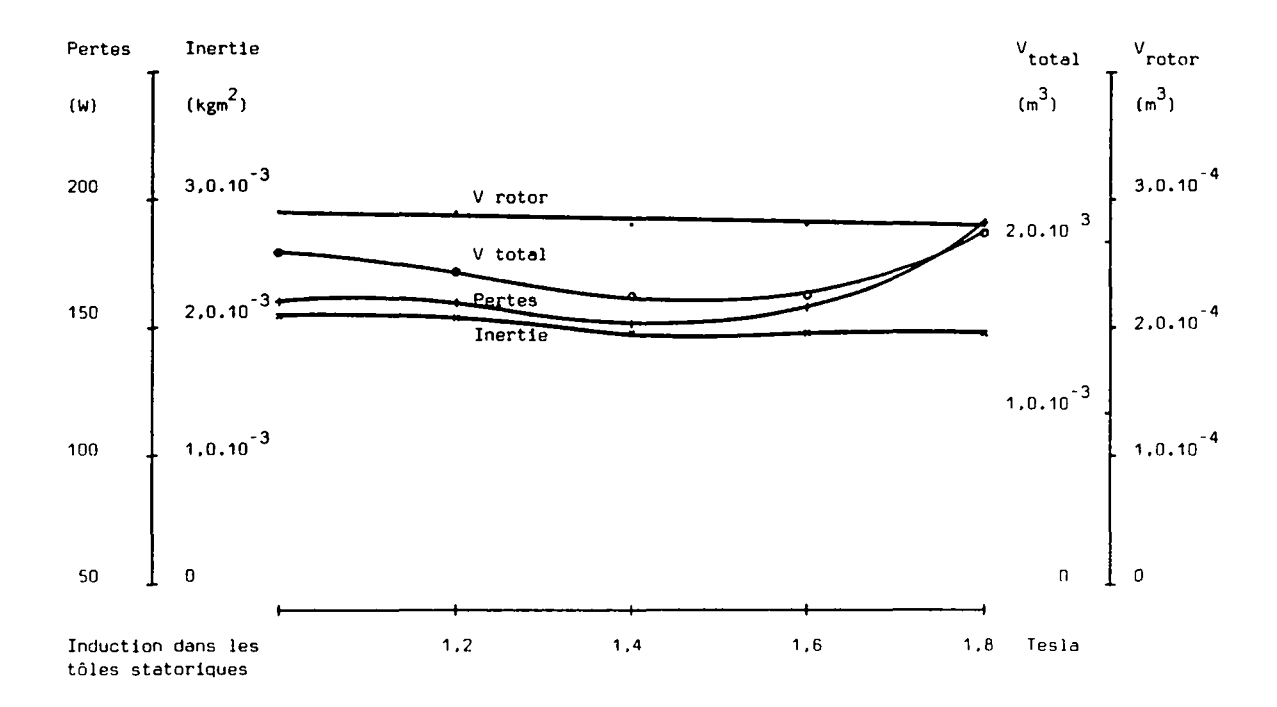


Figure 7.25: machine asynchrone à cage en cuivre, modification de l'induction dans les tôles statoriques

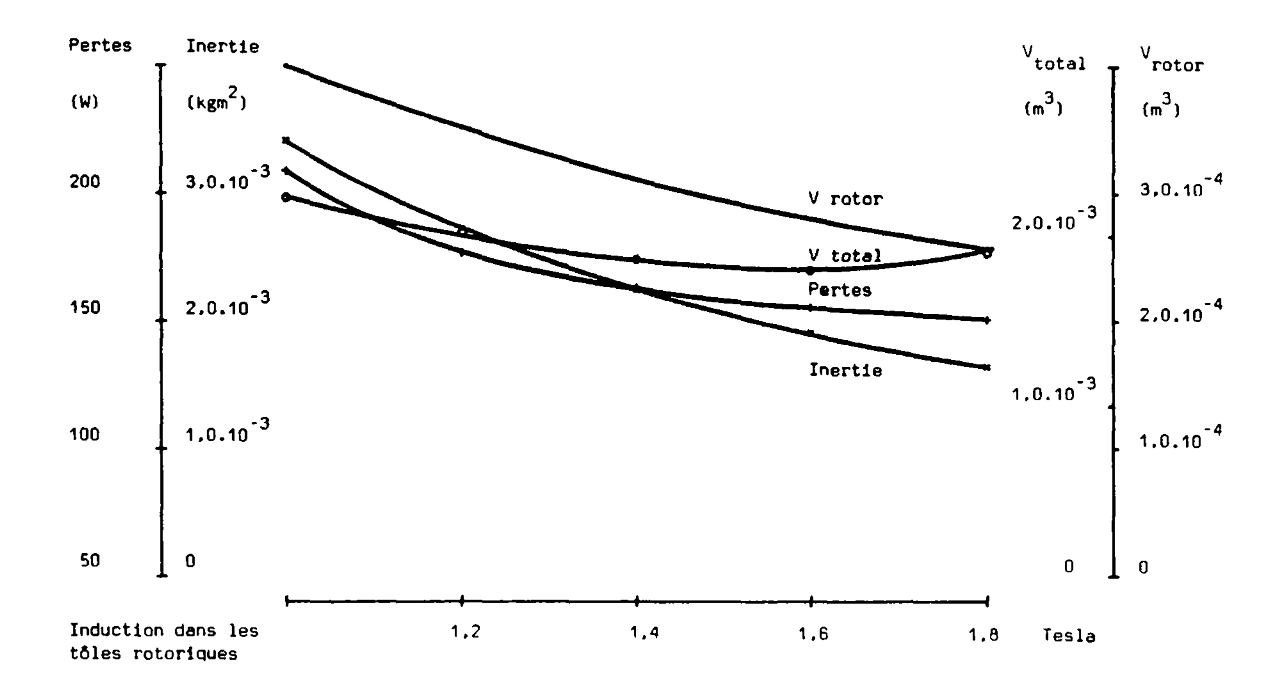


Figure 7.26: machine asynchrone à cage en cuivre, modification de l'induction dans les tôles rotoriques

7.3.3.4 Evolution en fonction de la puissance:

La figure 7.27 montre que l'évolution des pertes, de l'inertie, du volume total et de celui du rotor en fonction de la puissance mécanique du moteur sont remarquablement linéaires.

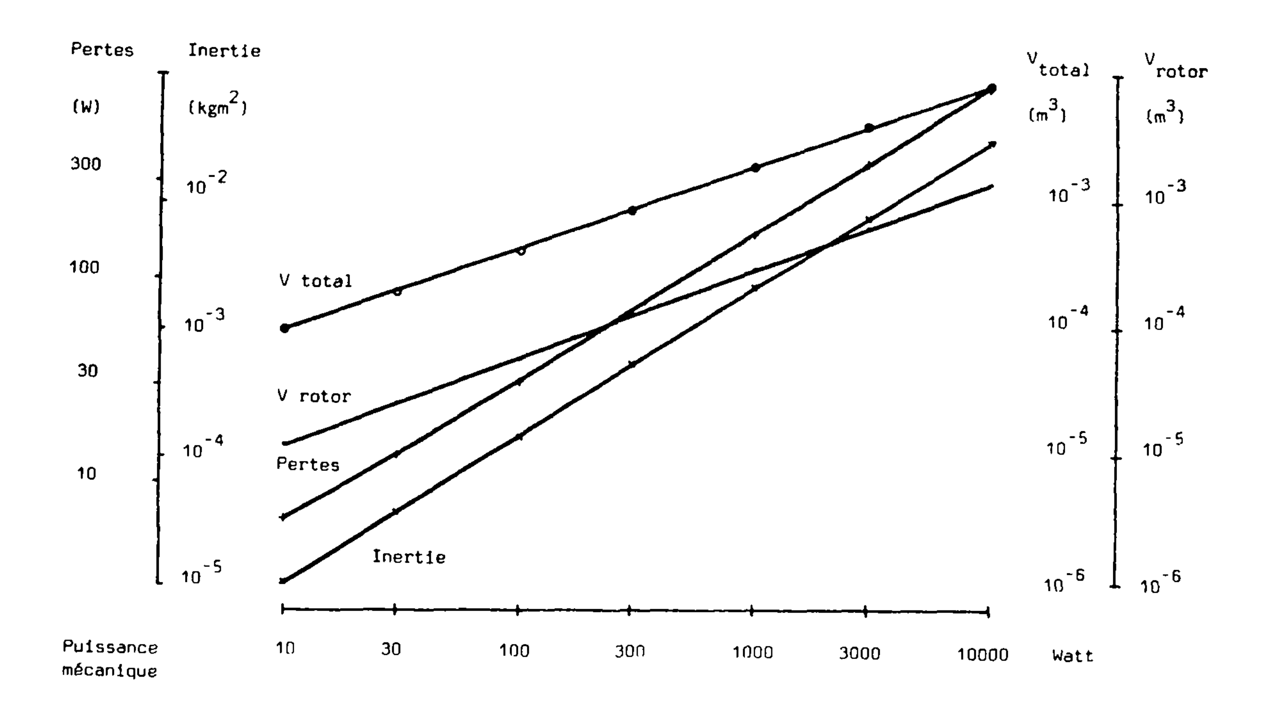


Figure 7.27: machine asynchrone à cage en cuivre, modification de la puissance mécanique

7.3.4 Quelques machines à courant continu:

7.3.4.1 Machine de référence:

La machine de référence est à courant continu, excitée par des aimants cylindriques en samarium - cobalt au stator. D'une puissance mécanique de 1 kW, elle tourne à 3000 tours par minute (vitesse nominale pour une charge de 1 kW); elle comporte quatre pôles d'excitation.
Nous avons choisi ce type de construction car il est similaire à celui retenu pour les machines synchrones du paragraphe 7.3.2, ce qui devrait permettre quelques comparaisons intéressantes.

7.3.4.2 Contraintes portant sur la structure de la machine:

Comme précédemment, nous étudions l'influence du rapport (l_i/τ_p) (figure 7.28), du nombre de pôles (figure 7.29) et de la construction du stator (figure 7.30) sur les quatre paramètres prédéfinis (pertes

cuivre + fer, inertie, volume total et volume du rotor).
Il n'y a rien de particulier à dire à propos de l'évolution de l'inertie et du volume du rotor en fonction du rapport (l_i/τ_p): le volume total et les pertes restent pratiquement constants (sauf pour (l_i/τ_p) = 0.5); ceci peut s'expliquer par le fait que la diminution du diamètre d'alésage est compensée par une augmentation de la longueur active telle que le volume de cuivre reste pratiquement constant. De même, l'évolution de ces quatre grandeurs en fonction du nombre de pôles de la machine est régulière; on constate un optimum au niveau de l'inertie pour 2p = 6. Cette constatation doit toutefois être nuancée du fait que les pertes dans les charbons ont été négligées lors de cette brève étude, et qu'elles augmentent en fonction du nombre de pôles.
Enfin, les machines à aimants permanents semblent plus favorables, tant par le volume que par les pertes, que celles excitées par des bobinages (figure 7.30); le volume du rotor reste pratiquement constant, mais l'inertie change en fonction de la valeur de l'induction dans l'entrefer, cette dernière entraînant une modification du rapport entre les masses de bobinage et de fer au rotor.

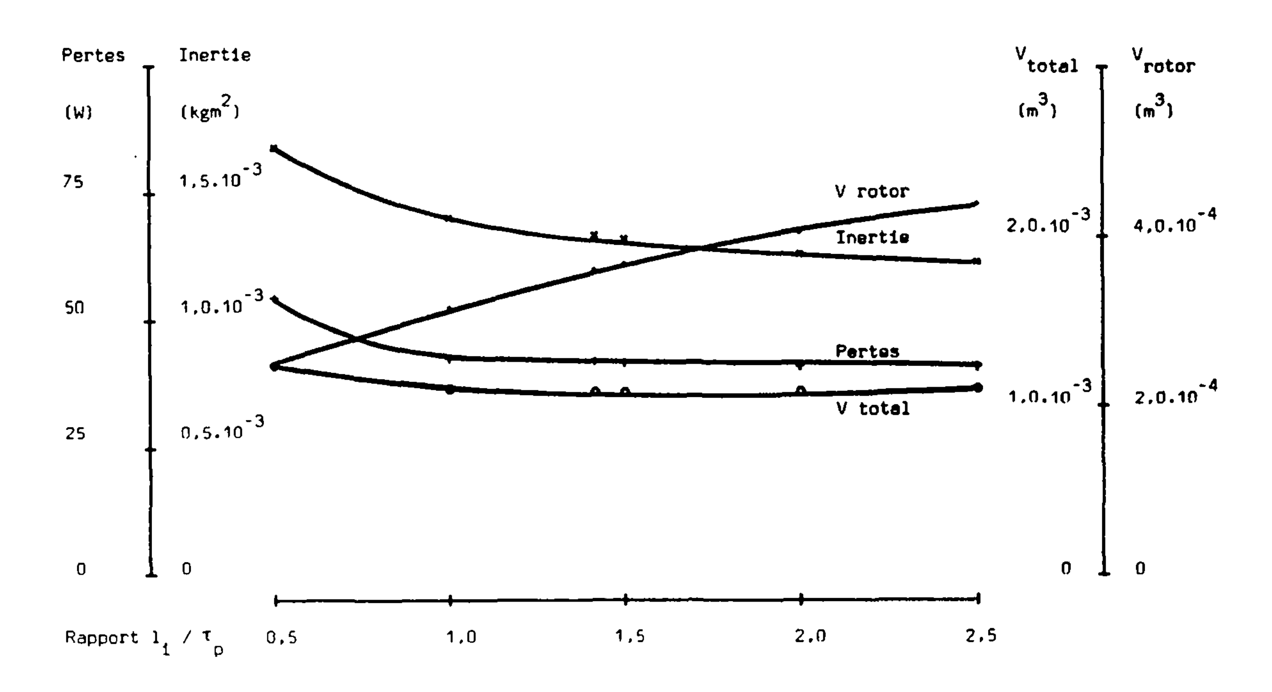


Figure 7.28: machine à courant continu à aimants en SmCo, modification du rapport (l_i/τ_p)

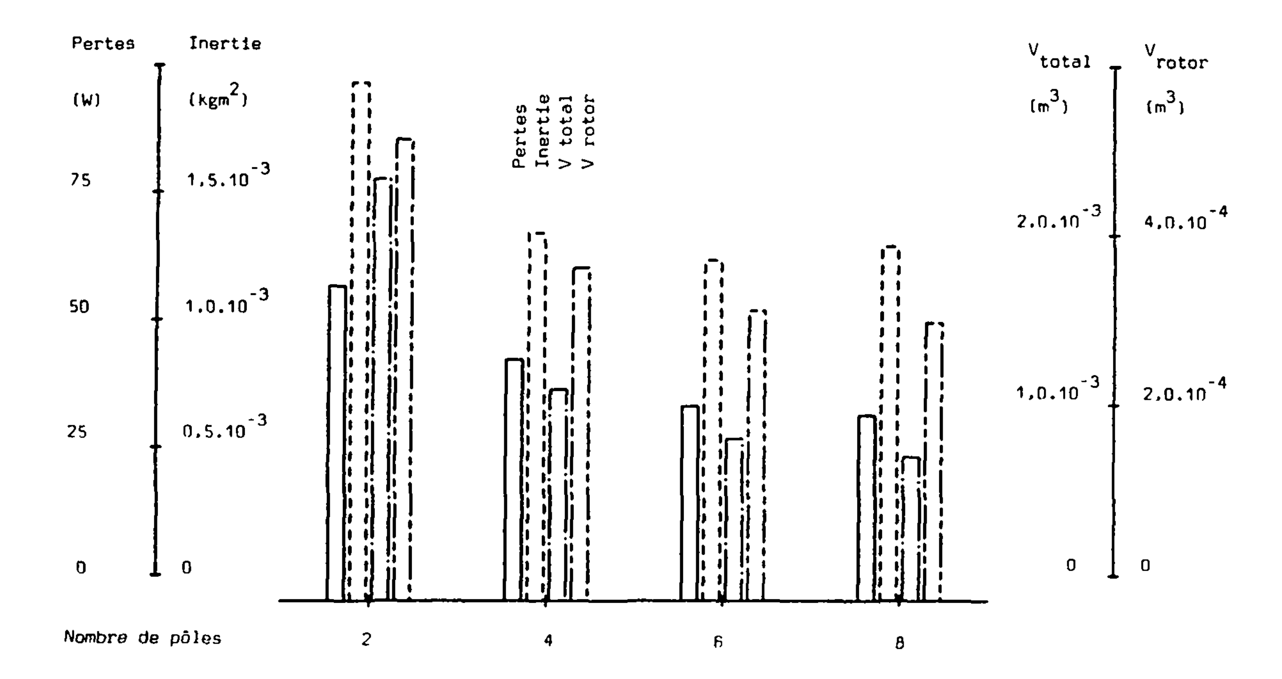


Figure 7.29: machine à courant continu à aimants en SmCo, modification du nombre de pôles

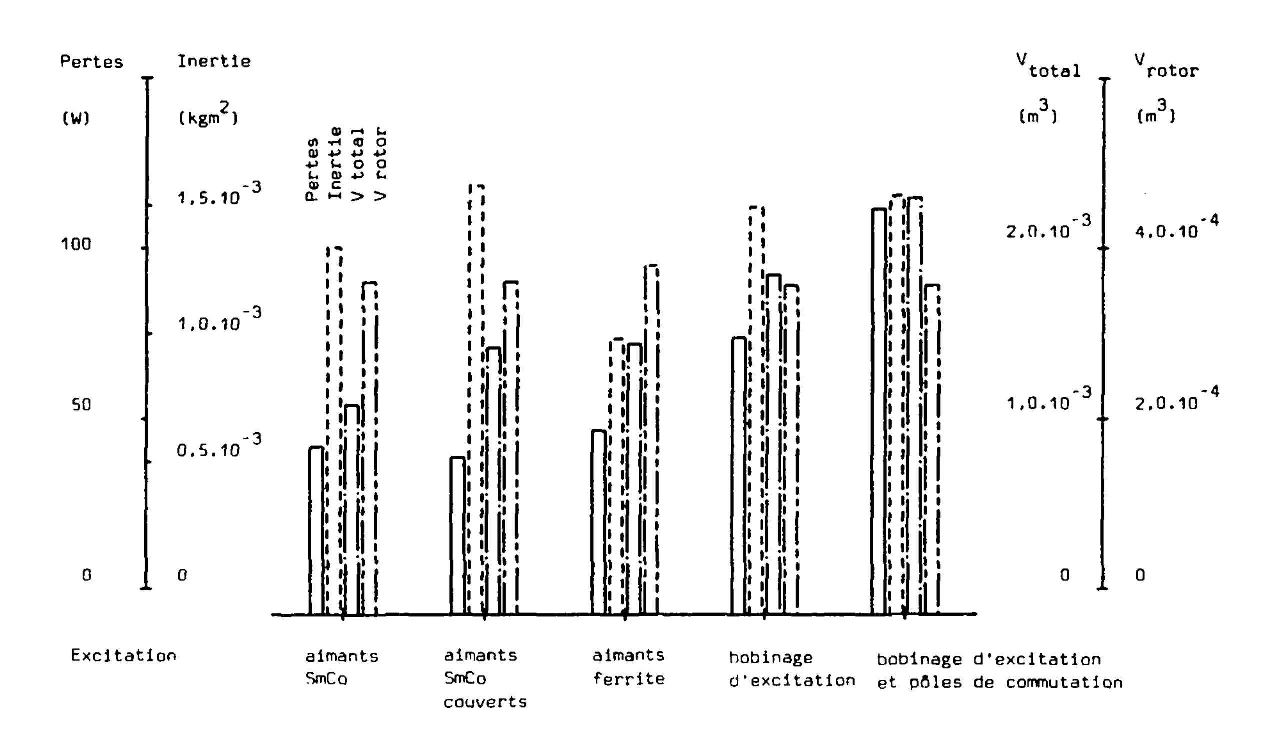


Figure 7.30: machine à courant continu: différentes constructions du stator (aimants ou bobinages)

7.3.4.3 Contraintes électromagnétiques:

La figure 7.31, qui montre l'évolution des caractéristiques du moteur en fonction de la densité de courant rotorique, est similaire à la figure correspondante (7.24) pour la machine asynchrone; les principes mis en jeu sont d'ailleurs identiques.
La même analogie existe entre les figures 7.26 et 7.32, dans lesquelles on étudie l'effet de contraintes portant sur la valeur de l'induction maximale dans les tôles rotoriques.

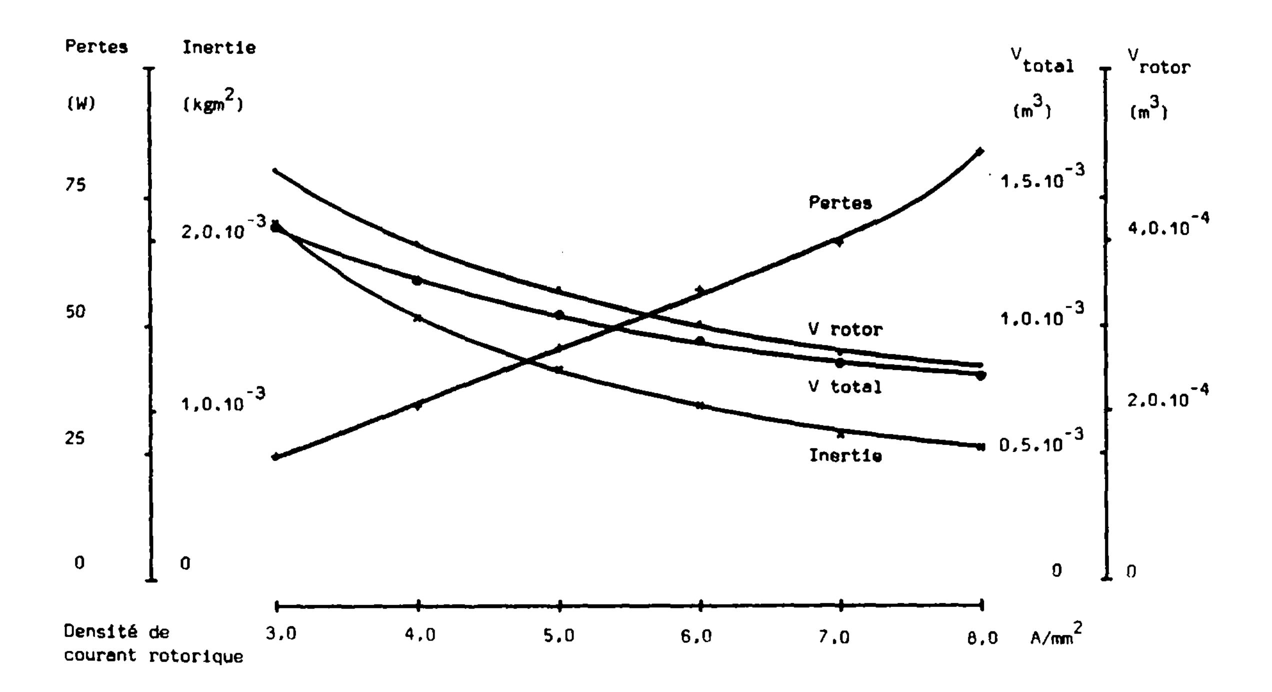


Figure 7.31: machine à courant continu à aimants en SmCo, modification de la densité de courant rotorique

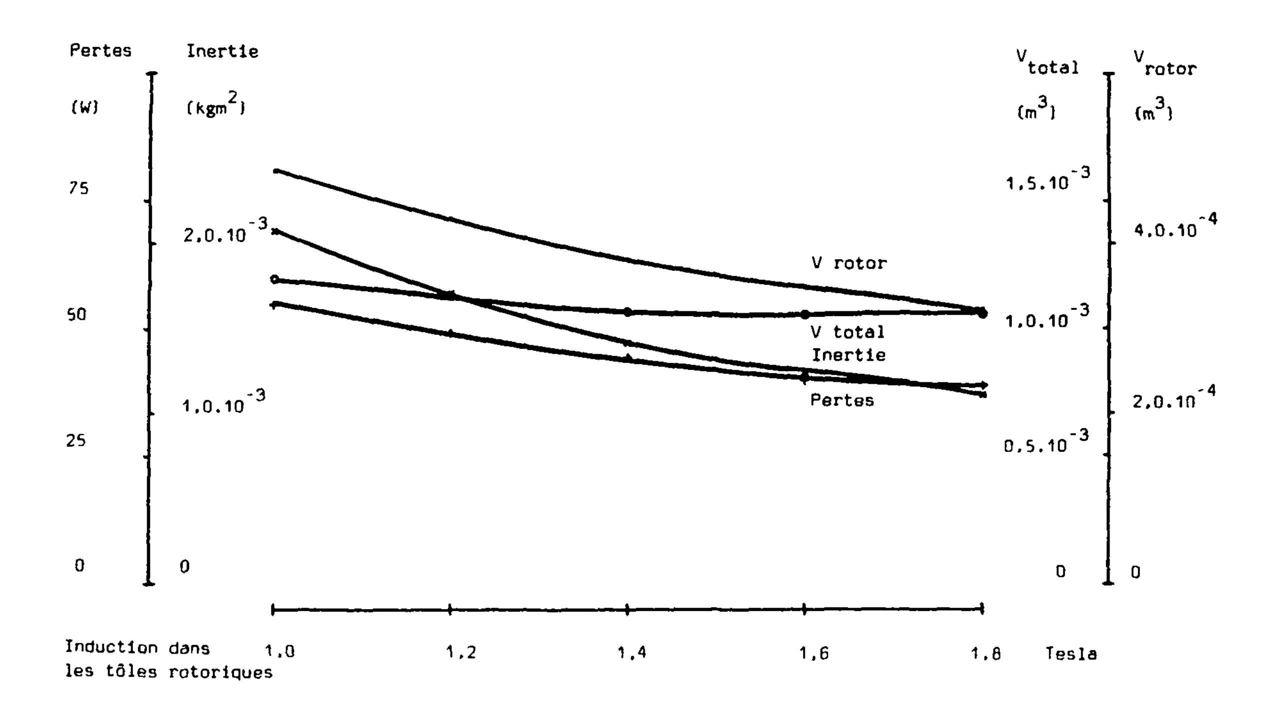


Figure 7.32: machine à courant continu à aimants en SmCo, modification de l'induction maximale dans les tôles rotoriques

7.3.4.4 Evolution en fonction de la puissance:

On constate une bonne linéarité dans l'évolution des caractéristiques des moteurs à courant continu en fonction de la puissance mécanique. En comparant les figures 7.27 et 7.33, on remarquera que, pour des petites puissances, le volume et l'inertie des machines asynchrones sont plus grands que ceux de leurs consoeurs à courant continu, et que les courbes se rejoignent pour des moteurs d'une puissance de 10 kW. Les pertes de la machine à courant continu excitée par des aimants permanents sont par contre toujours plus faibles que celles du moteur asynchrone.

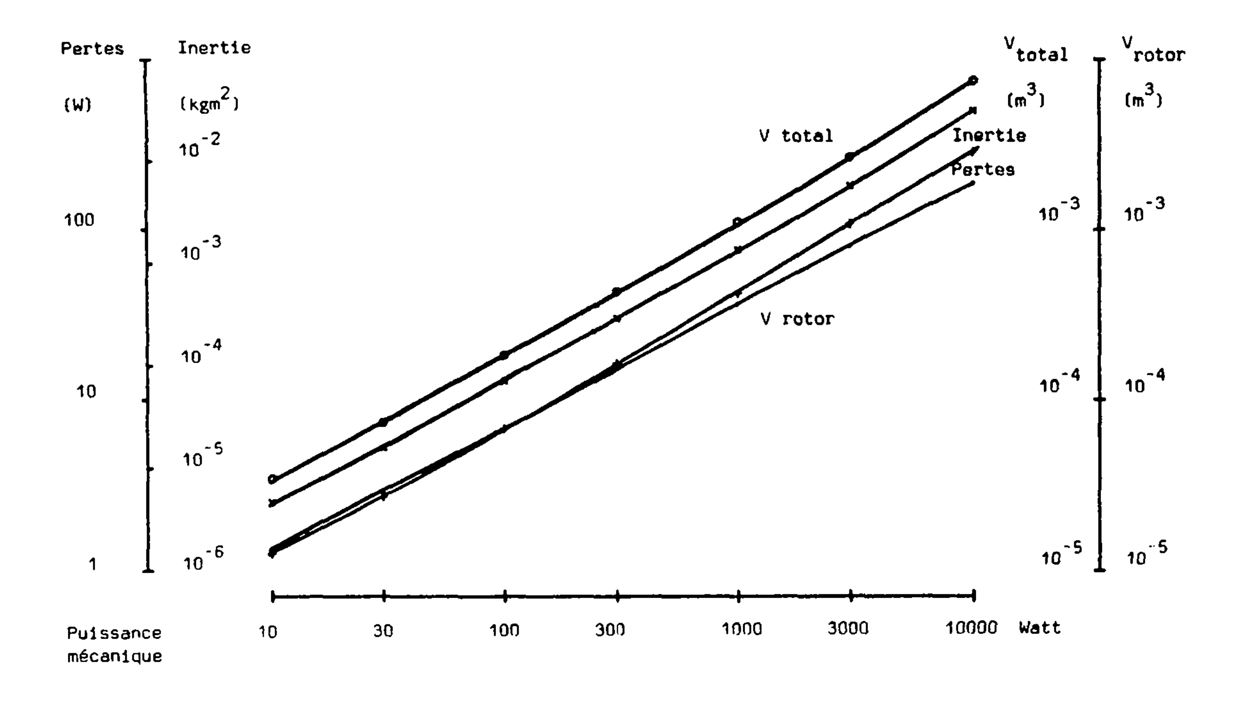


Figure 7.33: machine à courant continu à aimants en SmCo, modification de la puissance mécanique

7.3.5 Conclusions:

Cette brève étude comparative de quelques machines nous montre que:

- de manière générale, il y a intérêt à prendre un rapport (l_i/τ_p) relativement grand (2.0 à 2.5), qui conduit à un optimum tant en ce qui concerne le volume total de la machine que son inertie ou ses pertes,
- pour des machines d'environ 1 kW tournant à 3000 tr/min, les pertes fer sont faibles par rapport aux pertes cuivre, et il est donc préférable d'avoir un nombre de pôles assez élevé (2p = 6 ou 2p = 8),
- les machines synchrones de petite puissance à pôles saillants sont particulièrement peu performantes; lorsqu'il est indispensable de disposer d'une excitation réglable, choisir un rotor lisse, sinon, utiliser des aimants permanents,
- pour des machines à 6 ou 8 pôles, la disposition des aimants (cylindriques, radiaux ou couverts) ne joue qu'un rôle limité,
- une densité de courant statorique de 5 A/mm² semble offrir un compromis avantageux entre des pertes faibles et un volume réduit; ne pas oublier de considérer les problèmes d'échauffement (qui ne sont généralement pas critiques pour des petites machines, mais qui peuvent le devenir

dans certaines applications particulières),

- le choix de la densité de courant rotorique est plus délicat; il devra être fait en tenant compte des objectifs prioritaires du concepteur (rendement ?, inertie ?, volume ?), et sera également fonction de l'échauffement admissible,
- l'induction dans les tôles statoriques et rotoriques doit être aussi élevée que possible, mais il faut à tout prix éviter la saturation,
- pour une même puissance mécanique (et une même vitesse de rotation), les machines synchrones et à courant continu sont pratiquement de même volume, tandis que les machines asynchrones sont un peu plus grosses (en partie de par le fait que la puissance mécanique nominale est obtenue pour une vitesse en charge inférieure à la vitesse à vide, et donc que le couple demandé est plus fort); pour les autres variations se référer aux figures 7.18, 7.27 et 7.33,
- pour une puissance mécanique variant d'un facteur mille (entre 10 W et 10 kW), on obtient approximativement les facteurs de variation de la figure 7.34:

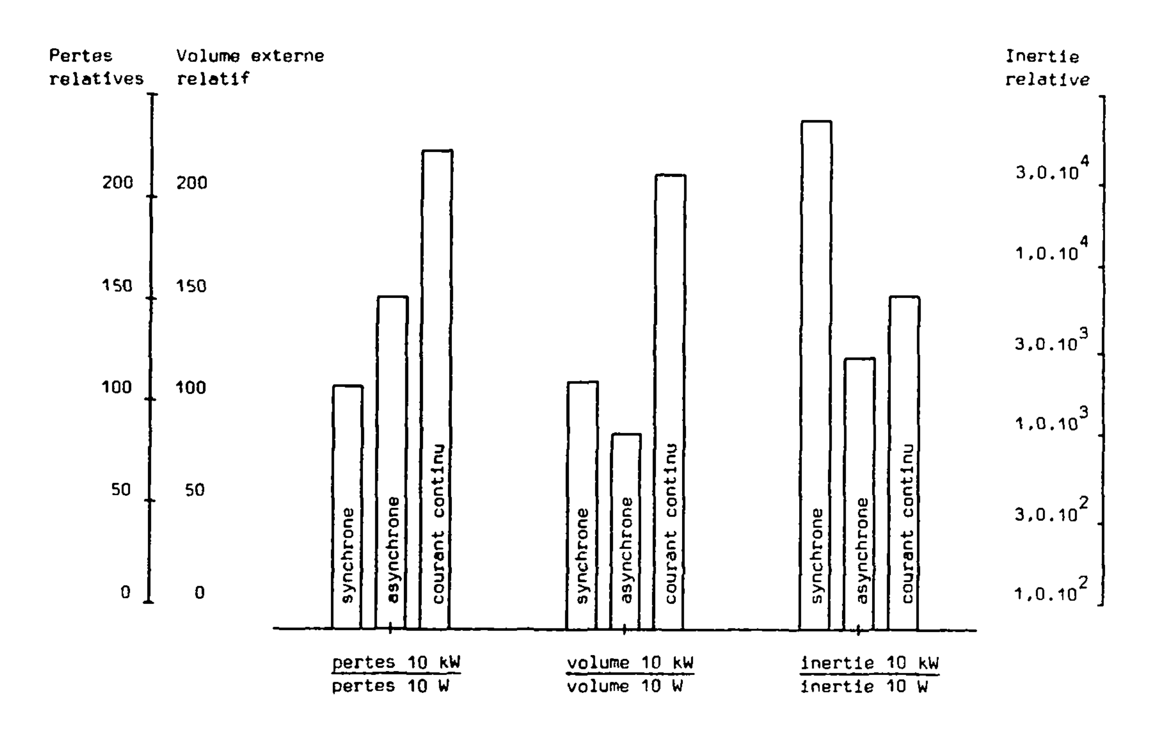


Figure 7.34: dimensions de moteurs de 10 kW rapportées à celles de machines de 10 W

on constate donc des différences notables, particulièrement en ce qui concerne l'inertie de ces machines.

7.4 Conclusions:

Ces quelques exemples d'applications soulignent les qualités et les défauts associés à l'emploi d'un logiciel de CAO.
Dès qu'un programme de calcul fonctionne correctement et a été testé sérieusement, on peut affirmer que les risques d'obtenir des résultats erronés deviennent infimes.
Le temps nécessaire pour calculer une variante de moteur dépend évidemment du nombre de contraintes imposées et des résultats demandés (dimensions géométriques seules ou calcul complet, y compris la simulation du comportement), mais il est de toute manière baucoup plus court que celui pris par un ingénieur pour effectuer le même travail "à la main". A titre d'exemple, une moyenne de trois à quatre minutes était nécessaire pour obtenir les quatres grandeurs calculées à la section 7.3 dans un cas particulier; l'ensemble des opérations qui ont permis de tracer les figures 7.8 à 7.33 nous a pris moins de deux jours.
L'utilisation d'un logiciel de CAO pour le calcul des dimensions et des performances de moteurs électriques offre donc deux avantages essentiels: une certaine fiabilité dans la valeur des résultats, et un temps de calcul relativement court, ce qui permet de comparer plus de variantes et d'optimiser à moindres frais les caractéristiques d'un produit. Par contre, un programme ne peut faire que ce qui a été prévu lors de sa rédaction, et ceci entraîne un manque de souplesse; il est parfois difficile d'imposer certaines contraintes particulières ou inhabituelles, et qui, de ce fait, n'ont pas été envisagées initialement.

Chapitre 8

CONCLUSIONS

Le thème de notre étude, contrairement à beaucoup de travaux de doctorat, n'était pas une recherche très spécifique, portant strictement sur un aspect particulier du calcul d'un type de machine bien défini, mais au contraire une étude de synthèse. Le rapport qui en résulte est de ce fait essentiellement un recueil d'indications à l'intention de ceux qui souhaiteraient développer un logiciel de CAO. Ce n'est en aucun cas un manuel exhaustif de dimensionnement, et de nombreuses relations complémentaires n'y figurent pas; le lecteur les trouvera sans peine dans les ouvrages mentionnés en référence.

Le résultat principal de ce travail est certainement d'avoir montré qu'il est possible de calculer valablement les dimensions de machines électriques au moyen d'une théorie unifiée, ne demandant que peu d'expérience de la part de l'utilisateur, et compatible avec des moyens de calcul automatiques (chapitre 4).
Les principes fondamentaux qui ont été retenus, tels que l'emploi de l'équation de Laplace, l'utilisation d'une méthode de potentiels aux limites pour le calcul des flux et perméances, la simulation du comportement au moyen de la transformation à deux axes, sont bien connus; certains aspects liés à leur mise en oeuvre conjointe au sein d'un logiciel de CAO ont été soulignés au cours de ce travail.
Il faut néanmoins insister sur le fait que, compte tenu de la complexité du problème et du nombre quasiment illimité d'options possibles, cette recherche n'est qu'une première étape ouvrant de nombreuses perspectives pour des développements ultérieurs. Ainsi, des études spécifiques devraient permettre d'accélérer la convergence des itérations donnant les dimensions géométriques de la machine en améliorant les critères de modification des grandeurs essentielles (section 4.5). Des logiciels permettant un calcul extrêmement précis du comportement des machines à partir de la résolution numérique des équations de Maxwell par la méthode des éléments finis, avec itérations pour la simulation de régimes transitoires, commencent à apparaître dans divers laboratoires. Il serait souhaitable d'inclure un produit de ce type dans le logiciel que nous

avons développé; grâce à la structure très modulaire adoptée, cette fusion ne poserait pas de problèmes particuliers.
Malheureusement, ces améliorations, du point de vue de l'utilisateur, impliquent un accroissement de la complexité du logiciel, et ceci nous amène à quelques considérations sur l'aspect pratique de cette étude.
Le logiciel qui a été développé pour illustrer ce travail et pour vérifier les algorithmes exposés a rapidement pris une ampleur inattendue. Ainsi, bien que rudimentaire et loin d'être achevé, l'ensemble des programmes représente un "listing" d'environ deux à trois cent pages, soient environ quinze à vingt mille lignes d'instructions (le langage de programmation utilisé étant essentiellement le Pascal, plus performant que le Fortran pour tout ce qui concerne les entrées, sorties et structures logiques). A ce niveau de complexité, seul un travail d'équipe permettrait d'avancer valablement, car la mise au point des différentes parties devient de plus en plus absorbante et il faut consacrer de plus en plus de temps à tester et à documenter le système.
D'autre part, chaque utilisateur a des désirs particuliers, qui impliquent presque toujours la modification des contraintes et des critères d'optimisation; seule une personne connaissant parfaitement la structure globale du logiciel est à même d'effectuer ces adaptations. En effet, il est indispensable de savoir pour cela où et quand les différentes grandeurs sont calculées, vérifiées ou modifiées. Bien que le logiciel soit structuré de manière très rigoureuse et très ordonnée, un utilisateur novice perdra énormément de temps à retrouver ces étapes. C'est pourquoi nous tenons à mettre le lecteur en garde contre un éventuel excès d'enthousiasme ou d'optimisme. La mise au point d'un logiciel de CAO pour machines performant et à large champ d'application demande un investissement considérable, un travail d'équipe et des délais allant de plusieurs mois à plusieurs années.
Sur le plan du matériel (hardware), l'unité de calcul peut être de puissance limitée, pour autant qu'il y ait une capacité mémoire suffisante (mémoire virtuelle); par contre, il est souhaitable, sinon indispensable, de disposer d'entrées et de sorties graphiques à haute résolution qui permettent entre autres de détecter rapidement la plupart des anomalies.
En conclusion, nous voyons deux directions possibles pour l'évolution de la CAO dans le domaine des machines électriques au laboratoire d'électromécanique de l'EPFL.
D'un côté, on peut poursuivre l'élaboration de logiciels tels que celui dont il est question ici; en pareil cas, la finesse des modèles utilisés

et les possibilités d'adaptation aux désirs d'un client particulier restent forcément limitées par la taille des programmes.
D'un autre côté, il est possible d'élaborer des logiciels extrêmement sophistiqués, mais ne traitant qu'une catégorie de machines. Le matériel actuellement disponible peut alors servir de base dont on extrait une trame sur laquelle viennent se greffer des modules de calcul complémentaires. Le dialogue et les instructions fondamentales restent identiques pour l'ensemble des logiciels, mais il est possible de développer les programmes en fonction des problèmes et des mandats qui sont confiés au laboratoire, sans avoir à prévoir simultanément la même modification pour l'ensemble des types de machines. Une telle manière de procéder permet d'obtenir beaucoup plus rapidement des logiciels plus complets quant aux possibilités d'optimisation ou de simulation, plus compacts, et également plus convainquants pour un éventuel acheteur.

Annexe 1

CROQUIS DE DIFFERENTS TYPES DE MACHINES

Cette première annexe rassemble quelques croquis précisant la structure et les particularités des principaux types de machines abordés dans ce rapport, avec quelques considérations d'ordre général.
Les schémas ont été tracés à l'aide d'une table automatique liée à un ordinateur. Les instructions de dessin sont générées directement par le logiciel, à l'issue du calcul des dimensions géométriques des moteurs, et les figures montrent donc des résultats de dimensionnements effectués selon la méthode présentée au chapitre 4; les bobinages et les parties purement mécaniques de la machine (ventilateur, flasques, bâti) ne sont pas représentés.
Les différents éléments de la machine sont repérés par des lettres; les légendes associées sont à la fin de l'annexe.

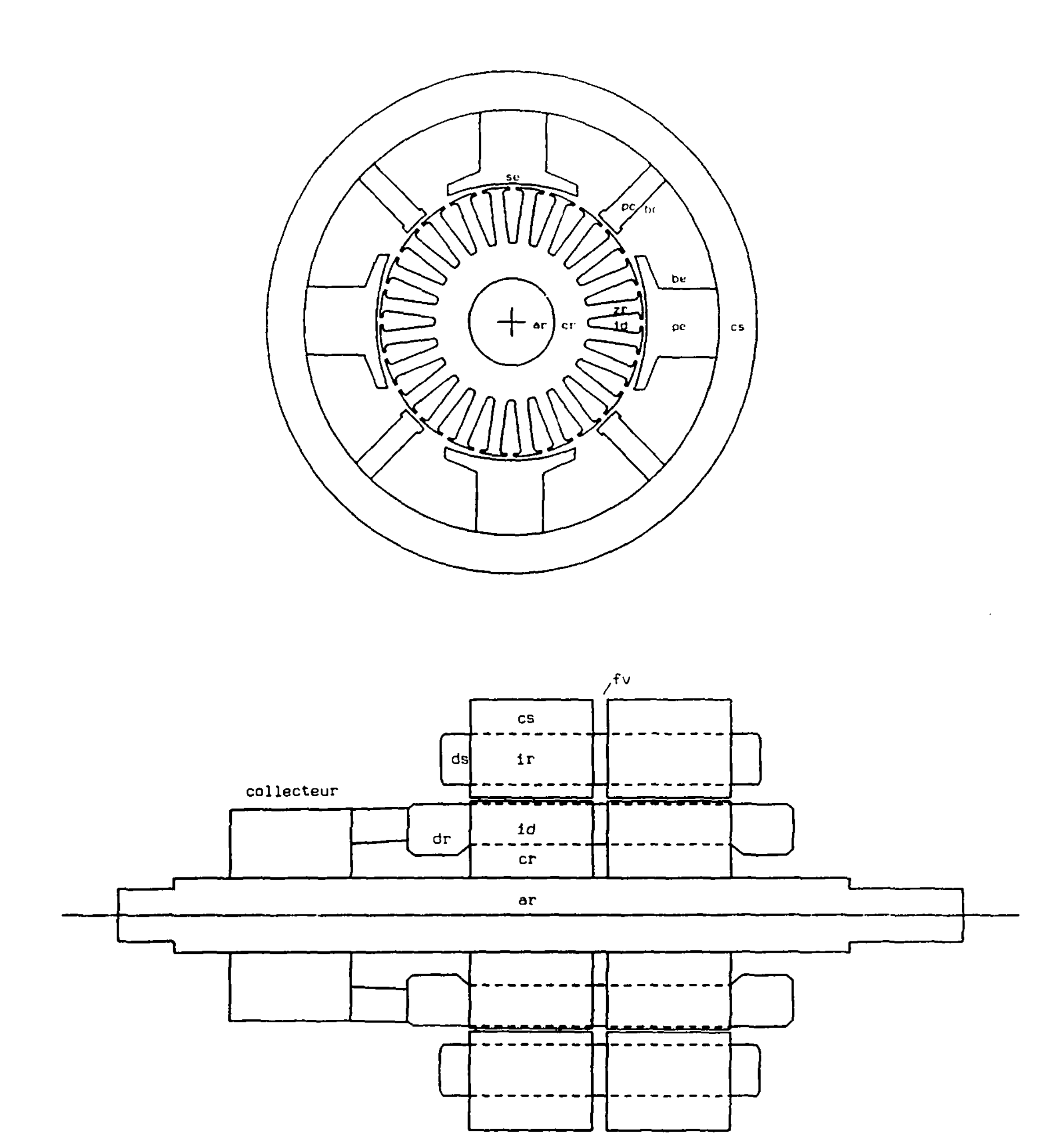


Figure A1.1: Sections longitudinale et transversale d'une machine à courant continu à excitation par bobinages et pôles de commutation

Les machines à courant continu de très faible puissance ne comportent pas de pôles de commutation (pc), mais ceux-ci deviennent indispensables dès que la puissance augmente.
Dans certains cas, il peut être favorable d'avoir une culasse externe de forme carrée; on obtient alors un gain de place et une machine un peu plus légère.

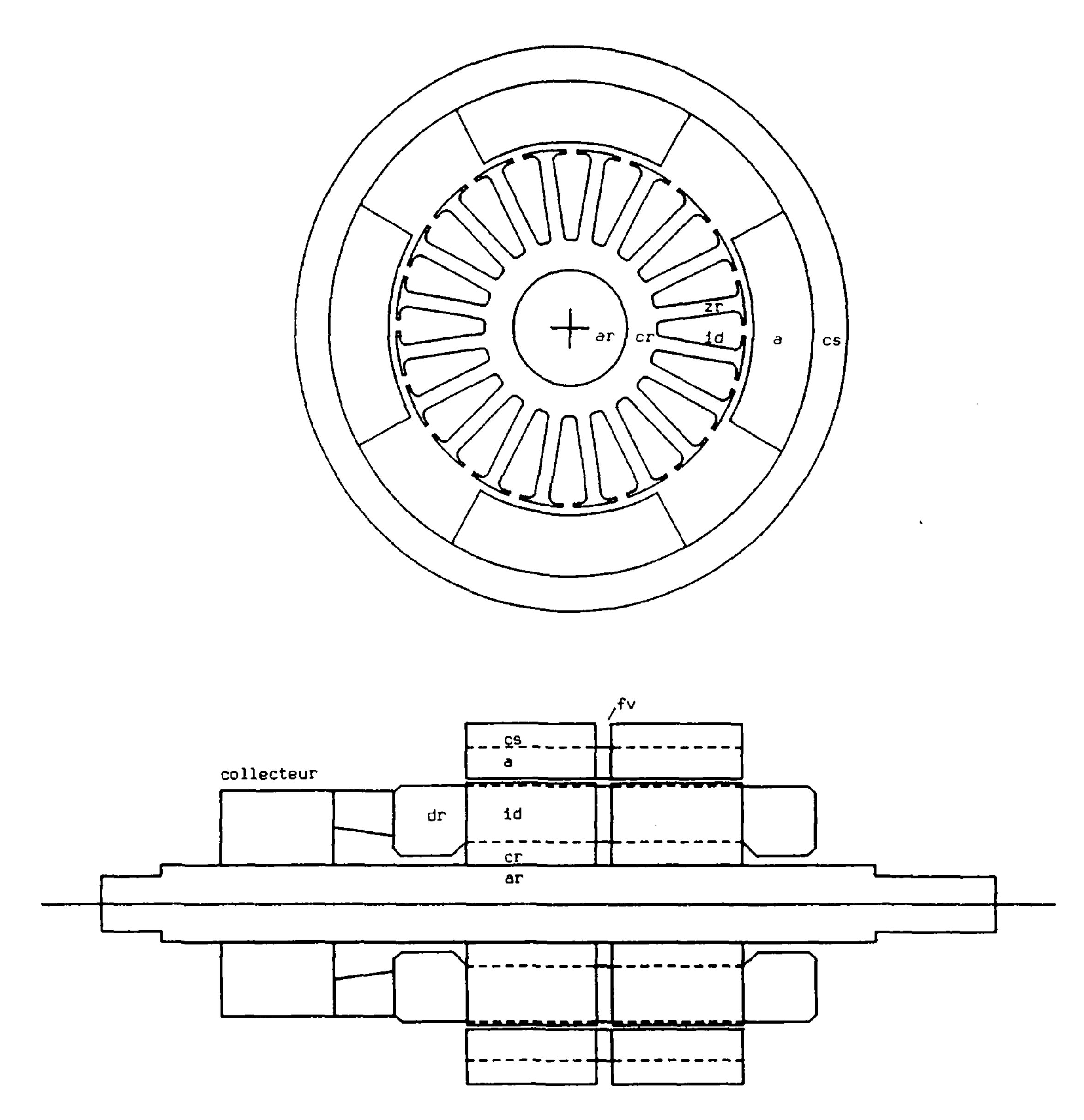
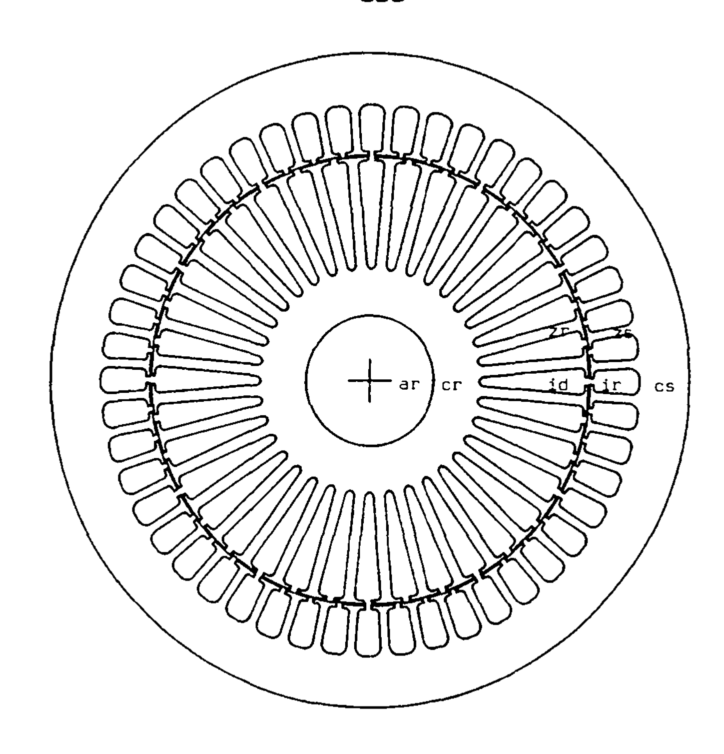


Figure A1.2: Sections longitudinale et transversale d'une machine à courant continu excitée par des aimants cylindriques

Les pôles d'excitation de la figure A1.1 ont été remplacés par des aimants permanents, généralement en ferrite, parfois en SmCo (lorsque le prix ne joue que peu de rôle relativement à l'accroissement des performances).

Les aimants permanents peuvent être soit cylindriques, comme ci-dessus, soit parallélépipédiques couverts par une semelle ferromagnétique (voir rotor de la figure A1.9). Une construction à aimants cylindriques est généralement plus simple, mais la répartition de l'induction dans l'entrefer peut plus facilement être contrôlée en présence d'une semelle.



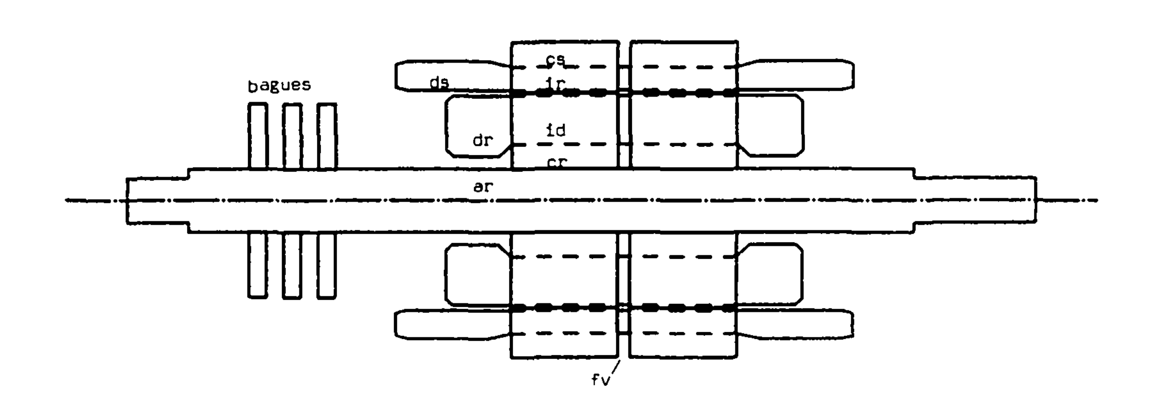
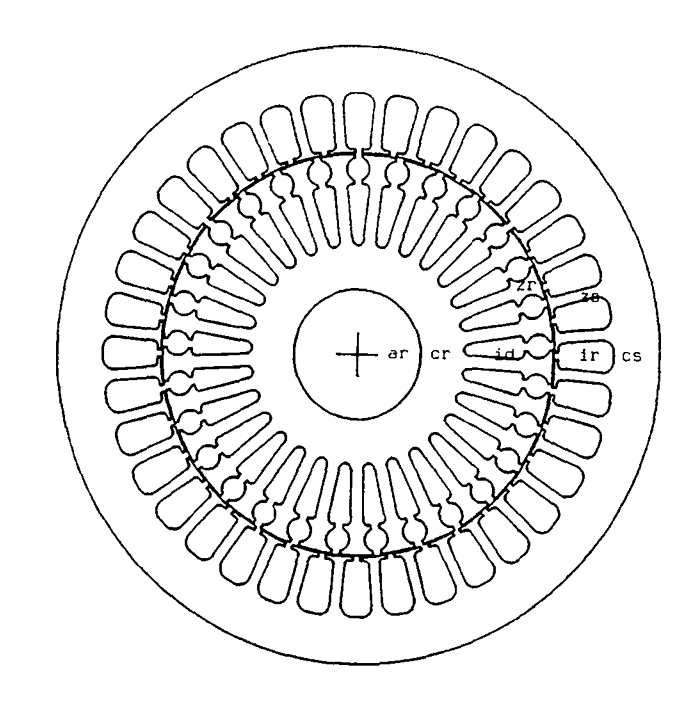


Figure A1.3: Sections longitudinale et transversale d'une machine asynchrone à rotor bobiné

Les machines asynchrones peuvent être à rotor bobiné, à simple ou à double cage, ou encore à rotor massif.
Les rotors bobinés permettent de contrôler la résistance rotorique, et donc de limiter le courant de démarrage et de régler la pente de couple au moyen d'un rhéostat.



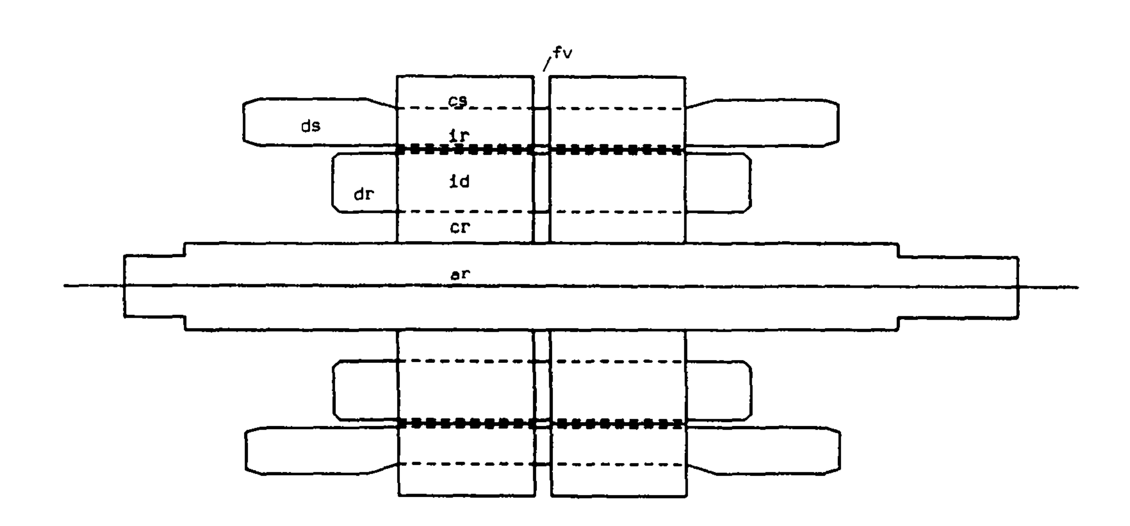


Figure A1.4: Section transversale d'une machine asynchrone à double cage, section longitudinale d'une machine à simple cage

Lorsque ce type de moteur comporte deux cages distinctes; la cage externe est construite en matériau à résistivité relativement élevée (laiton ou bronze); la cage interne est classique (cuivre ou aluminium). Lorsque le glissement est élevé, les courants se concentrent dans la cage externe, d'où une caractéristique proche de celle d'un moteur à rotor bobiné démarrant sur rhéostat.

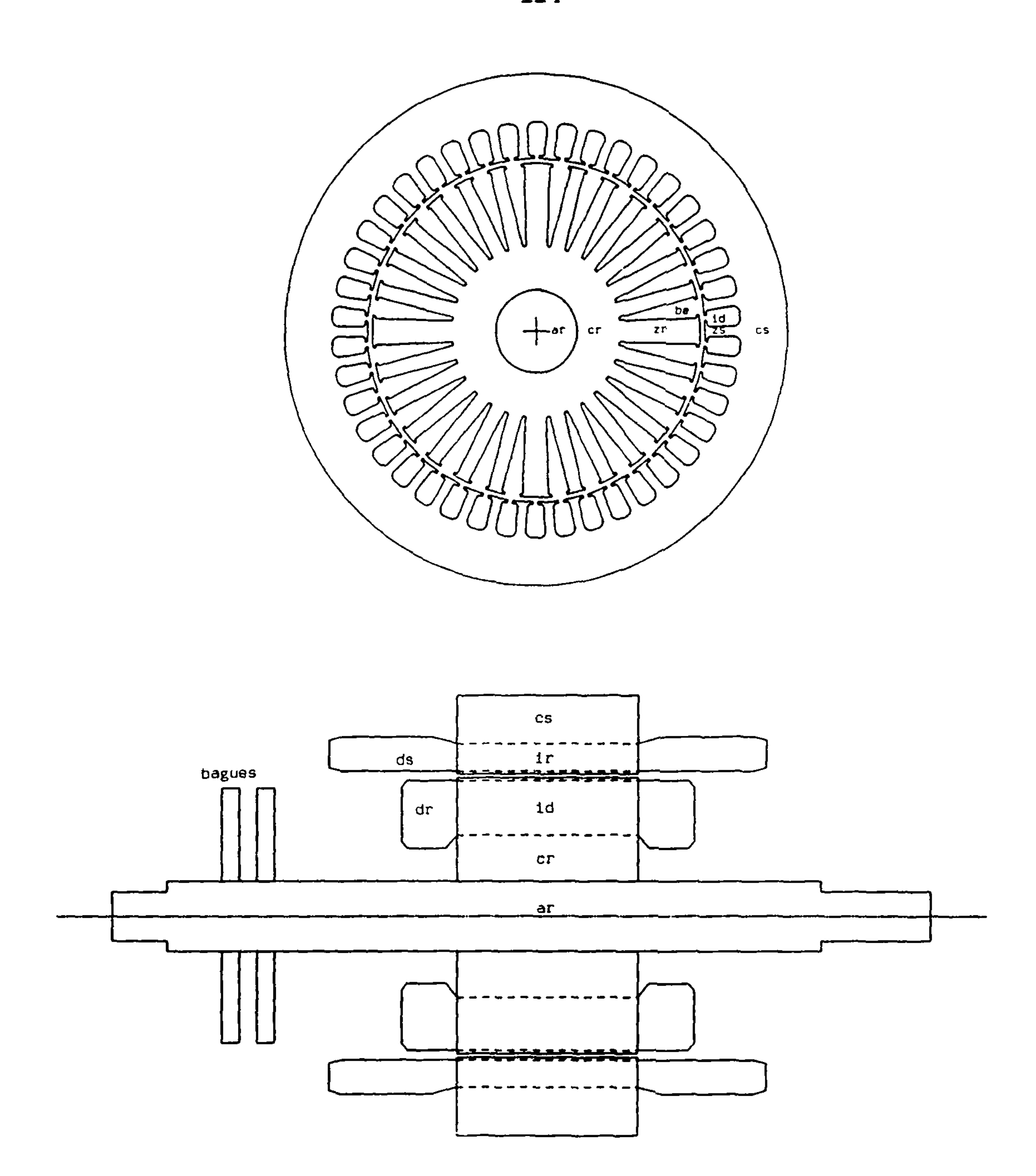


Figure A1.5: Sections longitudinale et transversale d'une machine synchrone à rotor lisse (turboalternateur)

Ce type de construction est caractéristique des machines synchrones rapides.

Il est possible de munir le rotor de ces machines d'un amortisseur: celui-ci est alors logé dans la partie supérieure des encoches.

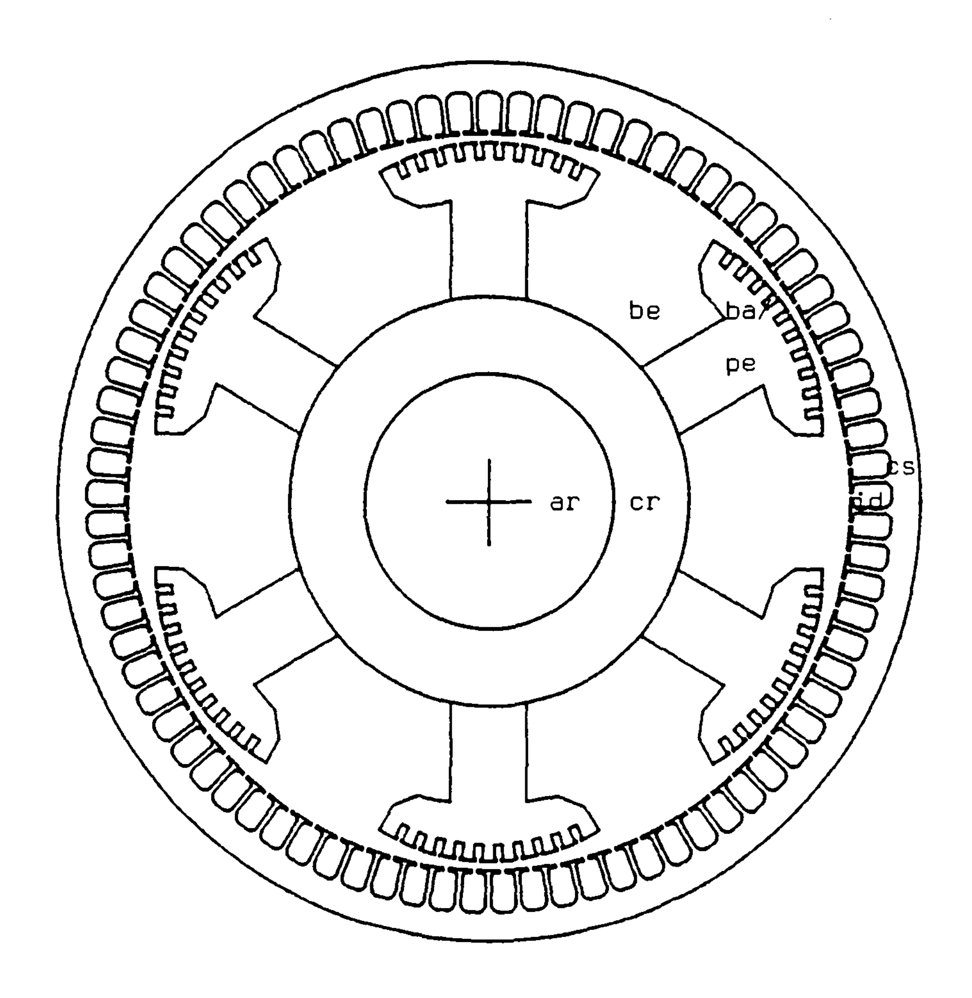


Figure A1.6: Section transversale d'une machine synchrone à pôles saillants et amortisseur

Ce type de construction est relativement rare dans les petites machines.
L'amortisseur est logé dans les encoches de la semelle polaire: il stabilise le comportement dynamique de la machine en créant un couple lorsqu'il y a différence de vitesse entre le champ tournant statorique et le rotor.
Si la capacité thermique de l'amortisseur est suffisante, on peut envisager un démarrage en asynchrone.

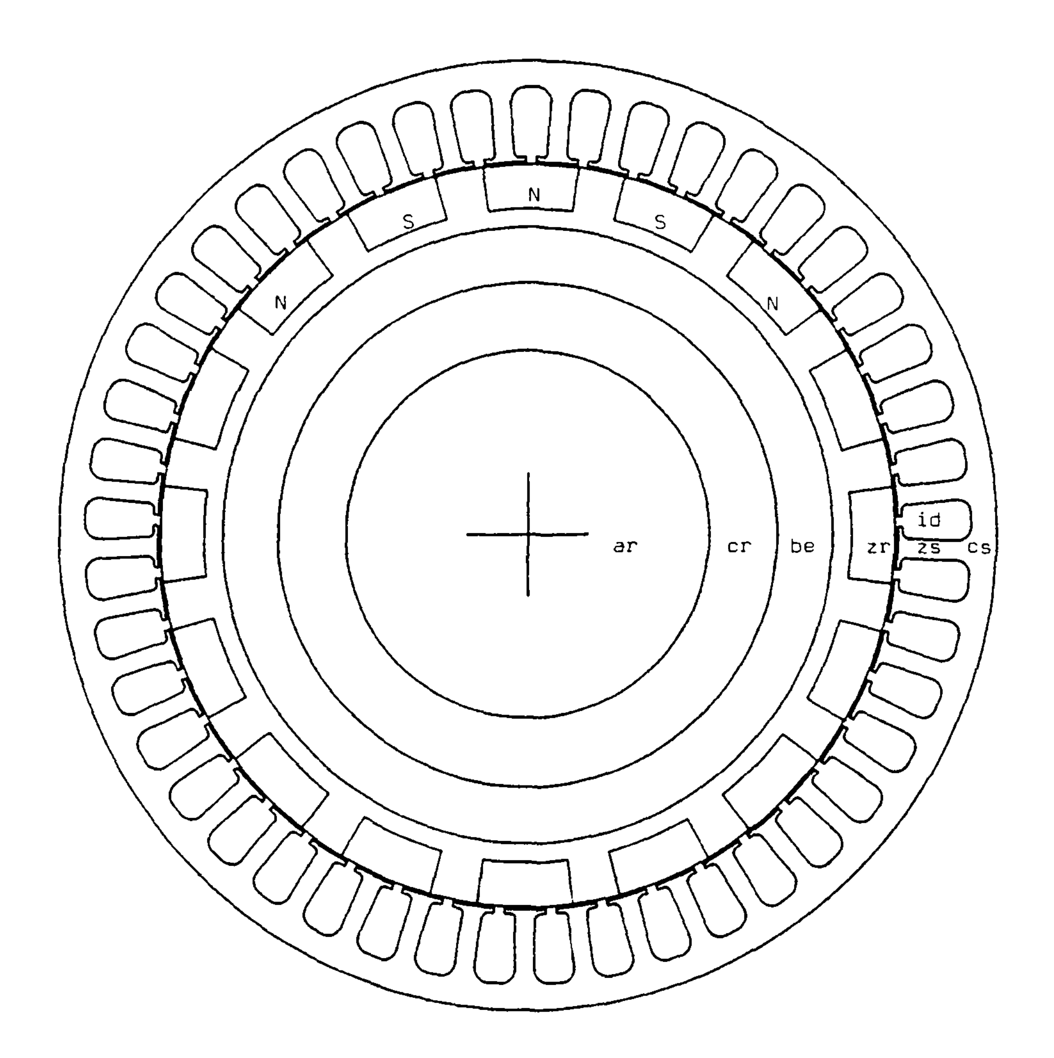


Figure A1.7: Section transversale d'une machine synchrone à rotor à griffes excitée par un bobinage

Cette construction est fréquemment utilisée pour des petites génératrices synchrones à grande polarité.

Il est possible de remplacer le bobinage d'excitation par un aimant permanent; dans ce cas, il n'y a évidemment plus de culasse rotorique, le flux traversant l'aimant.

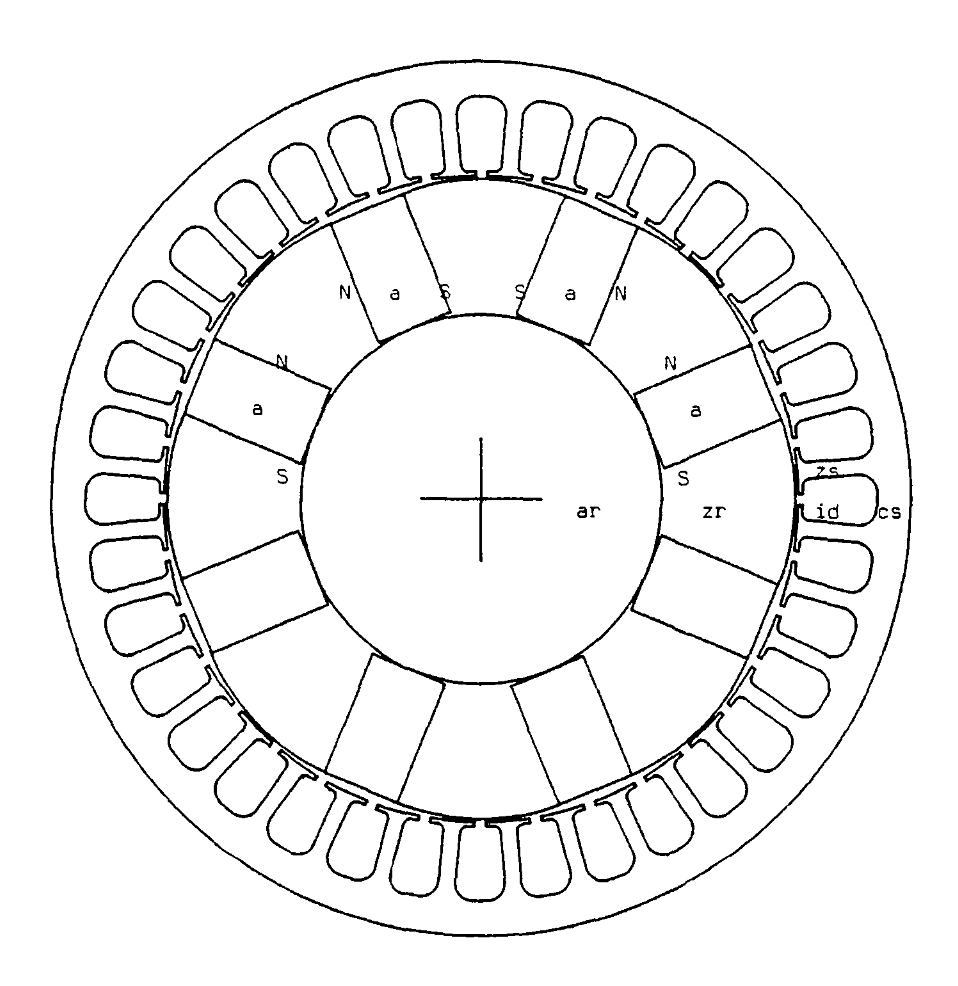


Figure A1.8: Section transversale d'une machine synchrone à aimants radiaux

Cette construction est particulièrement intéressante dans le cas de moteurs ou de génératrices à grande polarité.
Si les pôles sont massifs, un démarrage en régime asynchrone est envisageable.

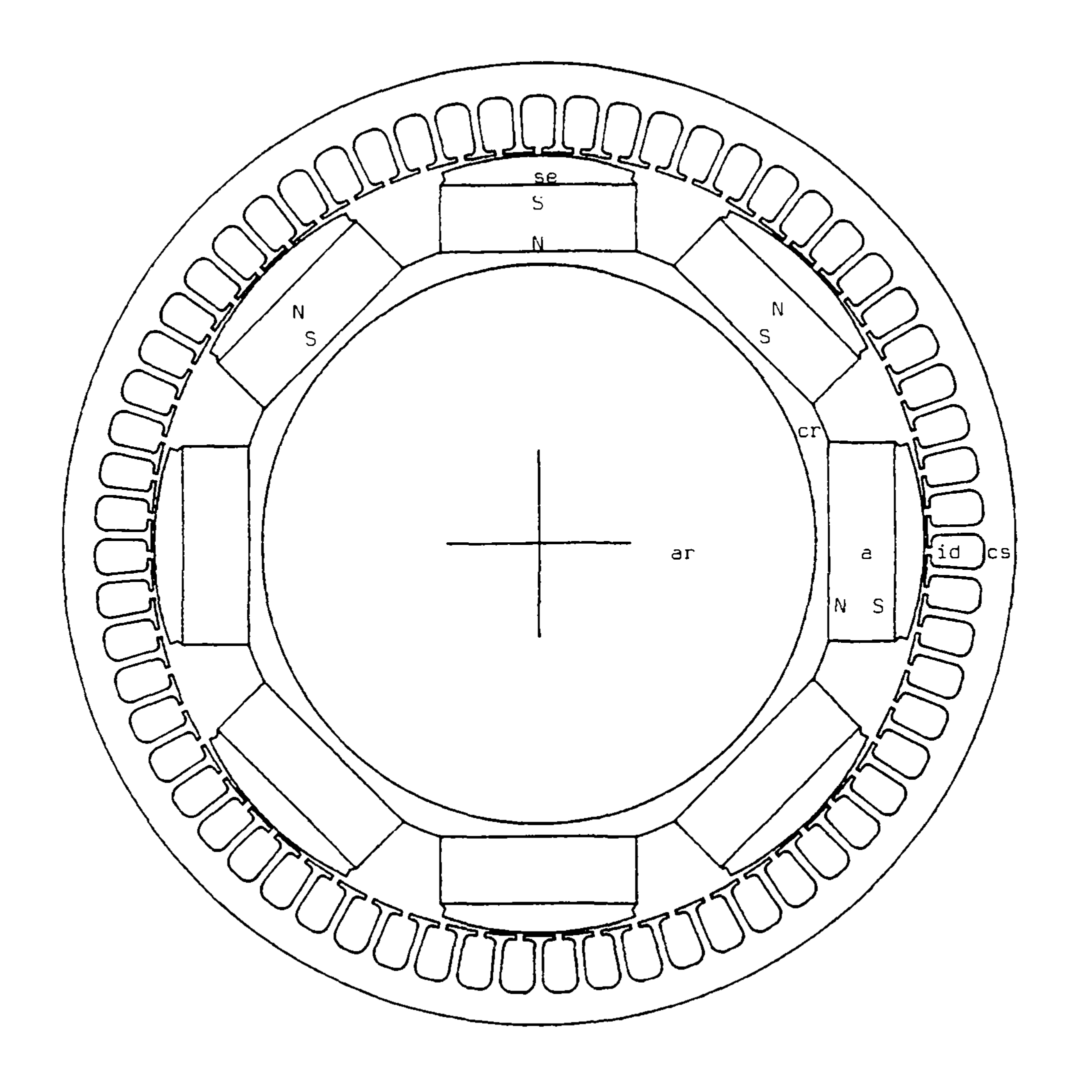


Figure A1.9: Section transversale d'une machine synchrone à aimants couverts

Dans ce cas, le corps des pôles d'excitation et le bobinage correspondant sont remplacés par un aimant permanent parallélépipédique. Outre certains avantages liés au contrôle de la répartition de l'induction dans l'entrefer, ce type de construction permet une fixation aisée des aimants sur le rotor.

Il est également possible de construire un rotor avec des aimants cylindriques non couverts (à l'instar du stator de la figure A1.2), mais des problèmes de tenue mécanique peuvent alors se poser.

Applications: petits moteurs synchrones (ou courant continu sans collecteur).

Liste des abréviations pour les différentes parties de la machine:

a	aimant
ar	arbre
ba	bobinage amortisseur
bc	bobinage de commutation
be	bobinage d'excitation
cr	culasse rotorique
cs	culasse statorique
dr	développantes rotoriques
ds	développantes statoriques
fv	fentes de ventilation
ir	inducteur
id	induit
N	pôle nord de l'excitation
pc	pôle de commutation
pe	pôle d'excitation
se	semelle du pôle d'excitation
S	pôle sud de l'excitation
zs	dent statorique
zr	dent rotorique

Annexe 2

RELATIONS UTILISEES POUR LES INITIALISATIONS

Cette annexe rassemble les principales relations utilisées dans notre logiciel pour le calcul des valeurs initiales et de certaines contraintes. Ces relations ne sont valables que pour des machines dont la puissance est comprise entre 10 W et 100 kW, et donnent une valeur par défaut, plausible pour la plupart des moteurs conventionnels. Selon les applications, plusieurs paramètres, tels que la vitesse périphérique maximale du rotor, les densités de courant admissibles ou l'induction de crête dans les tôles, peuvent prendre des valeurs très différentes de celles mentionnées ci-dessous. En pareil cas, l'utilisateur introduira lui-même les données correspondantes.
Lorsque les relations ci-après proviennent d'ouvrages spécialisés, le numéro de la référence est mentionné entre crochets. Malheureusement, la littérature ne traite que rarement des machines de petite puissance, et nous avons du recourir à certaines extrapolations ou à des mesures sur des machines existantes pour compléter les informations disponibles.
Note: les machines synchrones à rotor externe sont assimilées à des machines à courant continu dans la plupart des cas.

- vitesse maximale en emballement du moteur [23]:

  $\Omega_{max} = 1.2 \cdot \Omega_n$

  si l'utilisateur ne donne pas d'autres indications

- glissement nominal:

  machine asynchrone à rotor massif: $s_n = 0.05 \cdot (12.0 - \ln(P_{mec}))$

  autres machines asynchrones: $s_n = 0.017 \cdot (12.0 - \ln(P_{mec}))$

- vitesse périphérique maximale du rotor v_{periph}:

  (résistance des matériaux)

  . machine courant continu ou asynchrone à rotor bobiné: 70 m/s

  . machine synchrone à rotor lisse [3]: 150 m/s

  . machine synchrone à rotor externe: 40 m/s dans l'entrefer

  . autres machines asynchrones: 150 m/s

. autres machines: 70 m/s

- diamètre d'alésage maximal:

  $d_{a\ max} = 2 \cdot v_{periph} / \Omega_n$

- nombre de paires de pôles:

  $p = 2 \cdot \pi \cdot f / \Omega_n$

- machines à rotor long, première valeur du rapport (l_i/τ_p):
  . machine à deux pôles:
    synchrone: 0.6
    asynchrone: 0.8
    courant continu: 1.0
  . machine à plus de deux pôles:
    synchrone: $0.6 \cdot \sqrt{p}$
    asynchrone: $\sqrt[3]{p}$
    courant continu: $\sqrt{p}$

- machines à rotor long, calcul d'une première valeur de d_a (à partir de laquelle se feront les itérations):
  on commence par estimer la longueur idéale d'induit que devrait avoir une machine dont le diamètre d'alésage serait la limite maximale admissible:

  $l_i = \pi \cdot P_{mec} / (30000 \cdot \Omega_n \cdot (1 + P_{mec} / 50000) \cdot d_{a\ max}^2)$

  cette formule est obtenue à partir de:

  $C \cdot d_a^2 \cdot l_i \cdot n = P_{mec}$

  avec n = vitesse en tr/min

  $C = 1000 \cdot (1 + P_{mec} / 50000)$ $(W \cdot min/m^3)$

  On en déduit le rapport $(l_i/\tau_p)_1$ correspondant:

  $(l_i/\tau_p)_1 = 2 \cdot p \cdot l_i / (\pi \cdot d_{a\ max})$

  Si $(l_i/\tau_p)_1$ est supérieur à (l_i/τ_p) calculé ci-dessus, on prend comme valeurs de départ pour les itérations du calcul des dimensions géométriques:

  . (l_i/τ_p) comme ci-dessus
  . $d_a = d_{a\ max} \cdot \sqrt[3]{(l_i/\tau_p)_1 / (l_i/\tau_p)}$

  dans le cas contraire, on prend:

  . $(l_i/\tau_p) = (l_i/\tau_p)_1$
  . $d_a = d_{a\ max}$

- machines à rotor long: valeur des densités de courant admissibles:

les densités de courant admissibles dépendent de nombreux facteurs. tels que longueur d'empilage, longueur des développantes rapportée à la longueur active, type de refroidissement, etc...
Les relations ci-après représentent un compromis; les valeurs extrêmes correspondent aux informations données dans [4] et dans [7]; entre ces limites, nous admettons que la densité de courant dépend essentiellement de la vitesse périphérique du rotor de la machine, et nous obtenons:

. densité de courant statorique:

$J_{st} = 1.0 \cdot 10^6 \cdot (3 + \Omega_n \cdot d_a / 40.0)$

limite: machine asynchrone: $J_{st} < 6.5 \cdot 10^6$ A/m²

autres machines: $J_{st} < 5.0 \cdot 10^6$ A/m²

. densité de courant rotorique [4]:

$J_{rot} = 4.0 \cdot 10^6 \cdot (1 + \Omega_n \cdot d_a / 150.0)$

limite: $J_{rot} < 7.0 \cdot 10^6$ A/m²

. densité de courant d'excitation:

. machines synchrones à rotor lisse:

$J_{exc} = 3.0 \cdot 10^6 \cdot (1 + \Omega_n \cdot d_a / 150.0)$

limite: $J_{exc} < 6.0 \cdot 10^6$ A/m²

. autres machines [7]:

$J_{exc} = 1.5 \cdot 10^6 \cdot (1 + \Omega_n \cdot d_a / 50.0)$

limite: $J_{exc} < 3.5 \cdot 10^6$ A/m²

. densité de courant des bobinages de commutation:

$J_{com} = 2.0 \cdot 10^6 \cdot (1 + \Omega_n \cdot d_a / 60.0)$

limite: $J_{com} < 4.0 \cdot 10^6$ A/m²

- machines à rotor disque: valeur par défaut des densités de courant:

. machine asynchrone:

$J_{st} = 3.0 \cdot 10^6$ A/m²

$J_{rot} = 3.5 \cdot 10^6$ A/m²

. autres machines:

$J_{st} = 5.0 \cdot 10^6$ A/m²

$J_{rot} = 3.5 \cdot 10^6$ A/m²

- correction des valeurs par défaut des densités de courant maximales en fonction de la température et de la résistivité ρ des conducteurs:

$J = J_1 \cdot \sqrt{(T_{max} - 20) / 130} \cdot \sqrt{(20.0E-9 / \rho)}$

avec J_1 = densité de courant donnée par les relations ci-dessus

T_{max} = température maximale dans le bobinage concerné. en degrés Celsius

- valeur maximale de l'induction de crête dans les différentes parties: (valeurs extraites de [4], [7], [21])
  - . culasse stator: $B_{csm} = 1.2$ T
  - . dents et pôles stator: machine courant continu: $B_{zsm} = 1.3$ T
    - autres machines: $B_{zsm} = 1.6$ T
  - . dents et pôles rotor: machine courant continu: $B_{zrm} = 1.6$ T
    - machine asynchrone: $B_{zrm} = 1.7$ T
    - machine à griffes: $B_{zrm} = 1.1$ T
    - pôles saillants: $B_{zrm} = 1.4$ T
    - autres synchrones: $B_{zrm} = 1.6$ T
  - . culasse rotor: $B_{crm} = 1.2$ T

- définition des caractéristiques magnétiques des aimants:
  pour chaque type d'aimant, quatre valeurs sont demandées:
  - . l'induction rémanente B_{rem}
  - . le champ $H_0 = B_{rem} / \mu_{aim}$
    (μ_{aim} = perméabilité de l'aimant)
  - . l'induction limite linéaire de l'aimant B_{min}
  - . le champ coercitif H_c

  Lors du calcul des dimensions géométriques, la caractéristique de l'aimant est supposée être la réunion des deux segments définis à partir de ces quatre grandeurs (figure A2.1). Ensuite, il est possible de décrire plus précisément cette caractéristique, comme celle des tôles, par une série de points du diagramme B - H.

  Par défaut, le programme choisit les valeurs suivantes:
  - . aimant au SmCo:
    $B_{rem} = 0.80$ T , $H_0 = -650$ kA/m , $B_{min} = 0.15$ T , $H_c = -550$ kA/m
  - . aimant en Ticonal:
    $B_{rem} = 1.10$ T , $H_0 = -400$ kA/m , $B_{min} = 0.85$ T , $H_c = -110$ kA/m
  - . aimant en ferrite:
    $B_{rem} = 0.45$ T , $H_0 = -300$ kA/m , $B_{min} = 0.10$ T , $H_c = -230$ kA/m

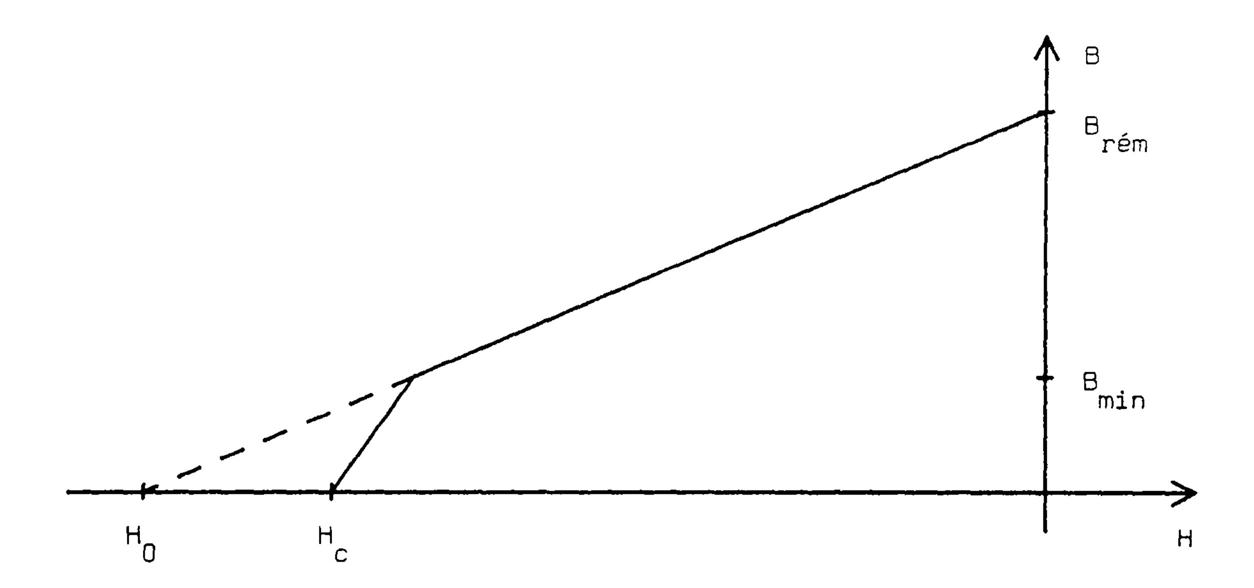


Figure A2.1: approximation de la caractéristique magnétique des aimants permanents

- diamètre du bout d'arbre:

$$d_{barb} = 0.01 \cdot \sqrt[3]{P_{mec} / \Omega_n} \quad m$$

- diamètre de l'arbre sous les tôles:
  . machine à rotor long: $d_{iele} = 1.4 \cdot d_{barb}$
  . machine à rotor disque: $d_{iele} = 3.0 \cdot d_{barb}$

- forme de la semelle des pôles saillants:
  la semelle des pôles peut être:
  . circulaire (concentrique à l'alésage), entrefer constant
  . circulaire excentrée, entrefer variable
  . platte (seulement pour les pôles de commutation).

- forme des encoches:
  en principe, les dents sont à flancs parallèles, les encoches étant de forme "classique" (voir figures de l'annexe 1); des encoches rondes sont possibles pour les barres des cages de moteurs asynchrones ou d'amortisseur. Notons que des encoches rondes conduisent à une moins bonne utilisation du fer.

Annexe 3

PRINCIPALES RELATIONS UTILISEES POUR LE PREMIER CALCUL DES DIMENSIONS DE MACHINES A ROTOR LONG

Introduction:

Les principales équations utilisées lors du premier calcul des dimensions de machines à rotor long sont rappelées ci-après. La plupart ont été extraites de la littérature spécialisée, ou résultent de considérations fondées sur les lois de l'électromagnétisme, ou encore d'extrapolations à partir de valeurs mesurées sur des machines existantes.
Comme dans le cas de l'annexe 2, les relations ci-après ont été développées pour des machines "normales" et des puissances comprises entre 10 W et 100 kW.
Les unités utilisées sont celles du système mksa:
- longueur en mètres,
- masse en kilogrammes,
- temps en secondes,
- courant en ampère,
- force en newton.

Initialisations:

Lors de la lecture des données, il est nécessaire d'effectuer un certain nombre de vérifications et de corrections. En particulier, il faut:
- estimer la puissance d'entrefer en fonction de la puissance mécanique; on suppose que la machine fonctionne en moteur et on utilise:
  machine asynchrone: $P_{\delta} = P_{mec} / (1 - 0.5 / \ln(P_{mec}))$
  autres machines: $P_{\delta} = P_{mec} / (1 - 0.3 / \ln(P_{mec}))$
  rappel: la puissance d'entrefer est la puissance transmise du stator vers le rotor, ou inversément, et qui transite à travers l'entrefer sous forme d'énergie électromagnétique;
- corriger la vitesse pour tenir compte d'un éventuel glissement; en effet, le couple se calcule à partir de la vitesse nominale et non de la vitesse à vide.

glissement approximatif des machines asynchrones:

$s_n = 0.017 \cdot (12.0 - \ln(P_{mec}))$

ce qui nous donne pour la vitesse en charge:

$\Omega_{ch} = \Omega_n \cdot (1 - s_n)$

- corriger les inductions de crête maximales dans les dents pour tenir compte
  . de l'isolation entre tôles:

  $B_{utilisable} = 0.93 \cdot B_{max}$

  . du rapport approximatif entre l'induction moyenne et l'induction de crête dans les dents:

  $B_z = 0.75 \cdot B_{utilisable}$

- calculer la perméabilité du fer dans les dents, les corps polaires et les culasses.
- calculer la première valeur de l'induction dans l'entrefer:
  (rappel: cette valeur est ensuite modifiée lors des itérations)
  . machines excitées par bobinages et machines asynchrones:

  $B_{\delta 1} = 0.5 \quad T$

  . machines excitées par aimants permanents:

  $B_{\delta 1} = H_0 / (-5.0E5 + H_0) \cdot bst_{aim}$

  Cette première valeur est limitée au maximum à 70% de l'induction B_z dans les dents (statoriques ou rotoriques)
- calculer les coefficients de remplissage au rotor et au stator:

  $k_{cu} = 0.3 + 0.2 \cdot \sqrt[4]{d_a}$

  (par hypothèse: bobinages réalisés avec du fil rond)
- calculer la première valeur du diamètre interne de la partie électrique:
  . pour la plupart des machines, on conserve la valeur d_{iele} calculée lors des initialisations (voir annexe 2).
  . pour les machines synchrones à rotor long et à aimants permanents à aimantation radiale, on choisit pour d_{iele} une valeur légèrement inférieure à $(d_a - 2 \cdot (h_{z1r} + h_{c1r}))$ afin de partir avec une épaisseur d'aimant aussi faible que possible, ce qui diminue les risques de voir le calcul diverger.

<u>Calcul des dimensions de la machine: rappel des équations fondamentales:</u>

Pour qu'une machine électrique puisse fonctionner, deux principes doivent être respectés:

- la machine doit avoir un couple électromécanique:

$$M = P_\delta / \Omega_{ch} = \pi \cdot d_a \cdot A_1 \cdot l_i \cdot B_\delta \cdot d_a / 2$$

avec $(\pi \cdot d_a \cdot A_1)$ = courant totalisé dans l'induit:

- la circulation de l'induction magnétique souhaitée doit être possible. et, par conséquent, le potentiel magnétique d'excitation doit être suffisant pour compenser les chutes de potentiel dans le circuit magnétique et la réaction d'induit:

$$\Theta_{exc} = \Theta_{ri} + R_m \cdot \Phi$$

Le choix des dimensions de la machine est basé sur ces deux relations.

Calcul des densités de courant moyennes en fonction de d_a:

Le calcul du couple électromécanique fait intervenir la notion de densité de courant équivalente continue dans l'induit. Cette valeur est obtenue en multipliant la densité de courant efficace dans la phase concernée par (2 / m). En cours de calcul, le programme est capable de corriger les valeurs des densités de courant imposées en fonction du diamètre d'alésage et de la température maximale dans les bobinages. Les relations utilisées sont les mêmes que celles décrites à l'annexe 2.

Calcul de τ_p et de l_i:

Le pas polaire est déterminé à partir du nombre de pôles et du diamètre d'alésage (rappelons que ce dernier est l'une des grandeurs essentielles imposées au debut de chaque itération principale):

$$\tau_p = \pi \cdot d_a / (2 \cdot p)$$

La longueur idéale d'induit s'en déduit immédiatement:

$$l_i = (l_i/\tau_p) \cdot \tau_p$$

(Le rapport (l_i/τ_p) étant également une grandeur essentielle !)

Fentes de ventilation:

Le nombre de fentes de ventilation au stator est donné par:

$$N_{fvs} = \text{valeur arrondie de } ((l_i - 0.08) / 0.08)$$

(pour l_i supérieur ou égal à environ 0.15 à 0.2 m)

au rotor, lorsque la vitesse périphérique ne dépasse pas 40 m/s, on prend $N_{fvr} = N_{fvs}$; sinon, on aura $N_{fvr} = N_{fvs} \pm 1$ fentes de ventilation (pour diminuer le bruit).

La largeur de ces fentes est d'environ 10 mm.

Calcul de l_a et de l_{fer}:

La longueur d'empilage est donnée par:

$$l_a = l_i - \delta + N_{fvs} \cdot b_{fvs}^2 / (5 \cdot \delta + b_{fvs}) + N_{fvr} \cdot b_{fvr}^2 / (5 \cdot \delta + b_{fvr})$$

avec b_{fvs} = largeur des fentes de ventilation statoriques

b_{fvr} = largeur des fentes de ventilation rotoriques.

La longueur du fer devient:

$$l_{fer} = l_a - N_{fv} \cdot b_{fv}$$

avec N_{fv} et b_{fv}: nombre et largeur des fentes de ventilation statoriques ou rotoriques selon la position de l'induit.

Calcul des culasses stator et rotor:

La hauteur des culasses statoriques ou rotoriques, lorsque elles existent, est donnée par:

$$h_{cl} = B_\delta \cdot l_i \cdot \tau_p / (2 \cdot l_{fer} \cdot B_{cm})$$

avec B_{cm} = induction maximale dans la culasse (compte tenu du coefficient de foisonnement)

Calcul de h_{zr} et de h_{zlr}:

La hauteur des dents et des préencoches au rotor est donnée par:

$$(h_{zr} + h_{zlr}) = d_a / 2 - \delta - h_{clr} - d_{iele} / 2$$

pour les rotors lisses, on prend:

$$h_{zlr} = h_{zr} / 10$$

cette valeur doit être comprise entre 0.5 et 2.0 mm;

pour les pôles saillants:

$$h_{zlr} = (bst_{exc} \cdot \tau_p - b_{p\ exc}) \cdot \sqrt{p} / 6$$

h_{zlr} devant être supérieure à 1 mm.

Dans la mesure du possible, on prendra d_{iele} aussi faible que possible, afin d'avoir la meilleure utilisation de l'espace disponible au rotor. Toutefois, et selon le type de machine, la hauteur des dents (égale à la profondeur d'encoche) ou des corps polaires peut être limitée soit par des phénomènes électriques (profondeur de pénétration), soit pour des raisons mécaniques (résistance des matériaux); on augmentera d_{iele} en conséquence.

Calcul de h_{zs} et de h_{zls}:

La hauteur des dents statoriques est déterminée principalement selon le type de machine, à partir du courant linéique ou du potentiel d'excitation nécessaires. Cette hauteur peut être limitée, comme celle des dents rotoriques, pour des raisons électriques ou mécaniques.
Pour les stators lisses: $h_{zls} = h_{zs} / 10$
pour les poles saillants: $h_{zls} = (bst_{exc} \cdot \tau_p - b_{p\ exc}) \cdot \sqrt{p} / 6$

Calcul de h_{zcom} et de h_{zlcom}:

La hauteur du corps et de la semelle des pôles de commutation est donnée directement à partir de celle des pôles saillants statoriques:

$$h_{zcom} = 0.45 \cdot (h_{zls} + h_{zs} - 2 \cdot (\delta_{com} - \delta_{min}))$$
$$h_{zlcom} = h_{zcom} / 9$$

Calcul de l'espace occupé par l'enroulement amortisseur:

L'espace occupé par l'enroulement amortisseur des machines synchrones qui en possèdent un est supposé être égal au quart de la surface totale des encoches statoriques.
Dans les machines à rotor lisse, cet enroulement est logé dans les mêmes encoches que le bobinage d'excitation; h_{zr} en dépend donc.
Dans les machines à pôles saillants, il se trouve dans des encoches spéciales, dans la semelle des pôles d'excitation; la hauteur de cette semelle doit être suffisante.
Les autres grandeurs associées à l'amortisseur sont calculées à partir de principes similaires à ceux donnant les dimensions des encoches "traditionnelles".

Calcul du rapport (b_p/τ_p):

Le rapport (b_p/τ_p) est choisi égal à 0.67 pour la plupart des machines.

Calcul de l'espace occupé par les corps polaires et les dents:

La largeur totale occupée par les corps polaires ou par les dents dépend directement de la valeur de l'induction moyenne dans l'entrefer et de celle admissible dans le fer:

$bfz = \pi \cdot d_a \cdot B_\delta / B_{zm}$

avec B_{zm} = induction maximale admissible dans les dents ou les corps polaires.

Cette largeur est indépendante du nombre de dents ou de poles.

Calcul de l'espace disponible pour les conducteurs:

L'espace disponible pour les conducteurs est la différence entre la surface totale de la zone des conducteurs et celle occupée par les dents. Ainsi, au stator, on obtient:

$A_{zs} = (\pi \cdot (d_a + 2 \cdot h_{z1s} + h_{zs}) - bfz_s) \cdot h_{zs}$

Pour les machines à pôles saillants, il est possible d'imposer qu'un certain pourcentage de cet espace soit libre de tout matériau, afin de ménager une zone pour la circulation de l'air de refroidissement.

Calcul du courant linéique moyen:

Le courant d'induit linéique moyen , A_1, est donné par:

$A_1 = A_z \cdot k_{cu} \cdot J / (\pi \cdot d_a)$

avec A_z = surface totale de l'ensemble des encoches de l'induit.

Cette valeur intervient lors du calcul du couple et du potentiel de réaction d'induit.

Calcul du potentiel de réaction d'induit:

Le potentiel de réaction d'induit vaut, par pôle:

$\Theta_{ri} = \tau_p \cdot A_1 / 2$

Il n'est calculé que pour les machines synchrones à rotor bobiné et pour les machines asynchrones. Dans les autres cas, on en tient compte au moyen d'un facteur correctif sur le potentiel d'excitation nécessaire.

Calcul du potentiel d'excitation:

Le potentiel d'excitation est déterminé à partir des dimensions des aimants permanents, ou de l'espace disponible pour les conducteurs d'excitation. Il doit être suffisant pour permettre la circulation de l'induction d'entrefer imposée, ainsi que pour vaincre la réaction d'induit.

Pour les machines synchrones excitées avec des bobinages et les machines asynchrones, ceci nous donne, par pôle:

$$\Theta_{exc} = \sqrt{(\Theta_{ri} \cdot \sin(\varphi) + R_{m\ tot} \cdot B_\delta \cdot \tau_p \cdot l_i)^2 + (\Theta_{ri} \cdot \cos(\varphi))^2}$$

avec $R_{m\ tot}$ = réluctance magnétique totale associée à un pôle.

machines synchrones: $\cos(\varphi) = 0.9$ inductif

machines asynchrones [7]: $\cos(\varphi) = 0.55 + 0.13 \cdot \sqrt{\ln(P/(10 \cdot p))}$

Pour les autres machines, on obtient:

$$\Theta_{exc} = k_1 \cdot R_{m\ tot} \cdot B_\delta \cdot \tau_p \cdot l_i$$

avec k_1 = facteur de correction pour tenir compte de la réaction d'induit;

k_1 = 1.1 pour les machines synchrones excitées par des aimants.

k_1 = 1.2 pour les machines à courant continu.

Calcul de l'entrefer et de la réluctance associée:

L'entrefer est déterminé à partir de deux valeurs:

- la valeur minimale du point de vue mécanique:

  $$\delta_{mec\ min} = 0.0005 \cdot \sqrt{d_a}$$

  et $\delta_{mec\ min} > 0.05$ mm

- la valeur conseillée (compromis entre des critères électriques et mécaniques, référence [7]):

  . machines asynchrones:

  $$\delta_{ele} = 6.6E-3 \cdot d_a / \sqrt{(2 \cdot p)}$$

  . autres machines, avec une induction d'entrefer inférieure à 0.35 T:

  $$\delta_{ele} = 8.6E-7 \cdot \tau_p \cdot A_1$$

  . autres machines:

  $$\delta_{ele} = 3.0E-7 \cdot \tau_p \cdot A_1 / B_\delta$$

La valeur de l'entrefer minimal est donnée par:

- $\delta_{mec\ min}$ si $\delta_{mec\ min} > \delta_{ele}$
- sinon:

  . pour les machines à aimant permanent:

  $$\delta_{min} = (2 \cdot \delta_{ele} + \delta_{mec\ min}) / 3$$

  . pour les autres machines:

  $$\delta_{min} = \delta_{ele}$$

Pour les machines synchrones à entrefer variable, on prend:

$$\delta_{max} = 2.5 \cdot \delta_{min}$$

pour celles à rotor lisse ou à entrefer constant sous le pôle:

$$\delta = 1.8 \cdot \delta_{min}$$

pour les machines asynchrones:

$$\delta = \delta_{min}$$

pour les machines à courant continu à entrefer variable sous le pôle:

$$\delta_{max} = 2.0 \cdot \delta_{min}$$

enfin, pour les machines à courant continu à entrefer constant:

$$\delta = 1.6 \cdot \delta_{min}$$

Lorsque l'entrefer n'est pas constant, on prendra, pour la suite des calculs, une valeur moyenne donnée par:

$$\delta = (2 \cdot \delta_{min} + \delta_{max}) / 3$$

La réluctance magnétique d'entrefer est estimée égale à:

$$R_{m\delta} = 1.2 \cdot \delta / (\mu_0 \cdot l_i \cdot \tau_p)$$

le coefficient 1.2 représente une approximation du facteur de Carter (qui ne peut pas être calculé exactement, les dimensions des encoches n'étant pas encore connues).

Calcul de l'entrefer des pôles de commutation:

En principe, l'entrefer des pôles de commutation ne peut être calculé que lorsque le rotor de la machine est complètement dimensionné. La formule ci-dessous donne donc une estimation de la valeur de cet entrefer; elle est extraite de la référence [7].

$$x_1 = d_{iele} + 2 \cdot h_{clr} + h_{zr} - bfz_r / \pi$$

$$x_2 = \pi \cdot (0.75 \cdot x_1 + (d_{iele} + 2 \cdot h_{clr} + h_{zr})) / (2 \cdot p)$$

$$x_3 = 1.0E-6 \cdot (0.6 \cdot h_{zr} \cdot 14 \cdot p / (\pi \cdot x_1) + x_2 / l_a + 5.0E5 / (A_1 \cdot l_a \cdot \pi \cdot d_a \cdot U_n \cdot p \cdot 0.4))$$

$$\delta_{com} = 1.2E-7 \cdot (1 + 0.06 \cdot d_a) \cdot \tau_p / x_3$$

Calcul de la réluctance par pôle d'un rotor ou d'un stator:

Cette réluctance est calculée comme étant la somme des réluctances partielles:

$$R_m = h / (\mu \cdot l \cdot b)$$

avec h = hauteur (dans le sens de passage du flux) de la pièce considérée,

l = longueur de la pièce

b = largeur de la pièce

μ = perméabilité de la pièce.

La réluctance est calculée sur une ligne d'induction moyenne, et certaines pièces peuvent être négligées, selon les types de machines.

Calcul de l'espace occupé par les développantes:

Trois cas sont à distinguer:

- parties de machine sans bobinage: hauteur et largeur des développantes

nulles;

- pôles saillants:

  h_{dev} = hauteur du corps polaire;

  $b_{dev} = 1.1 \cdot (\pi \cdot d_{moy\ cp} \cdot e_{lib} / (2 \cdot p) - b_{p\ exc}) / 2$

  avec $d_{moy\ cp}$ = diamètre moyen du corps polaire;

  e_{lib} = espace réellement occupé par les corps polaires et les bobinages rapporté à l'espace total disponible (permet de tenir compte d'un espace libre pour la circulation de l'air de refroidissement); généralement, e_{lib} est compris entre 0.85 et 0.9.

  Note: le coefficient 1.1 introduit une légère marge de sécurité. Lorsqu'il y a, en plus, des pôles de commutation, la longueur calculée ci-dessus est divisée en fonction des surfaces respectives des bobinages de commutation et d'excitation, $b_{p\ exc}$ étant remplacé par $(b_{p\ exc} + b_{p\ com})$;

- encoches:

  $h_{dev} = 1.25 \cdot h_z$

  $b_{dev} = (\pi \cdot d_{moy\ z} - bfz) / (k \cdot 2 \cdot p)$

  avec $d_{moy\ z}$ = diamètre moyen de la dent (moyenne entre le diamètre d'alésage et celui de la culasse correspondante).

  k = facteur variant habituellement entre 0.85 et 1.15 selon le type de machine, la construction du bobinage et les problèmes liés au pliage du fil à la sortie des encoches. Pour les machines asynchrones à cage, k = 1.7.

Calcul de l'inertie du moteur:

L'inertie du moteur est calculée comme étant la somme d'inerties partielles, telles que:

- inertie de l'arbre,
- inertie de la culasse,
- inertie du collecteur ou des bagues,
- inertie des pôles ou des dents,
- inertie des bobinages.

Calcul des dimensions du collecteur:

Le diamètre du collecteur est donné par:

$$d_{coll} = 40.0 / \Omega_n$$

cette valeur doit cependant être comprise entre le diamètre de l'arbre et

$(0.9 \cdot d_a)$;
sa longueur vaut:

$$l_{coll} = P_{mec} \cdot 35.0E-5 / (\pi \cdot d_{coll} \cdot U_n)$$

Calcul des dimensions des bagues:

La longueur de l'ensemble des bagues est donnée par:

$$l_{bag} = 2 \cdot N_{bag} \cdot \sqrt{P_{mec} / (2.0E5 \cdot U_n)}.$$

Le diamètre des bagues est calculé comme celui du collecteur. Il ne doit cependant pas être supérieur à:

$$10 \cdot l_{bag} / N_{bag}$$

pour des raisons mécaniques.

Vérification des contraintes:

Les résultats du calcul d'une solution sont confrontés aux contraintes. Si plusieurs d'entre elles ne sont pas satisfaites, le programme demande à l'utilisateur laquelle il veut imposer. Il est ensuite nécessaire de modifier le rapport (l_i/τ_p) en vue d'une nouvelle tentative de calcul des dimensions géométriques. Pour ce faire, on commence par modifier le diamètre d'alésage:

- diamètre externe trop petit:

$$d_{al} = d_a \cdot d_{e\ min} / d_{ext}$$

- diamètre externe trop grand:

$$d_{al} = d_a \cdot d_{e\ max} / d_{ext}$$

- longueur totale trop petite:

$$d_{al} = d_a \cdot \sqrt{l_{tot} / l_{min}}$$

- longueur totale trop grande:

$$d_{al} = d_a \cdot \sqrt{l_{tot} / l_{max}}$$

- inertie totale trop petite:

$$d_{al} = d_a \cdot \sqrt[4]{I_{min} / I_{cal}}$$

- inertie totale trop grande:

$$d_{al} = d_a \cdot \sqrt[4]{I_{max} / I_{cal}}$$

- diamètre d'alésage trop petit:

$$d_{al} = d_{r\ min}$$

- diamètre d'alésage trop grand:

$$d_{al} = d_{r\ max}.$$

On calcule ensuite la nouvelle valeur du rapport (l_i/τ_p):

$$(l_i/\tau_p)' = (l_i/\tau_p) \cdot (d_{al} / d_a)^3$$

Calcul des dimensions finales:

Les dimensions suivantes ne peuvent être calculées que lorsque les bobinages sont connus:

- dimensions du collecteur ou des bagues:
  elles dépendent des dimensions des charbons, ces dernières étant fonction du matériau composant les balais, du courant qui les traverse, du nombre de lames à couvrir, et des normes des fabricants;
- dimensions des développantes:
  lorsque un bobinage polyphasé dispose d'une demi encoche par pôle et par phase, les dimensions des développantes se calculent comme dans le cas de bobinages sur des pôles saillants; dans les autres cas, les résultats obtenus avec les relations ci-dessus restent valables;
- dimensions du pôle de commutation des machines à courant continu:
  les caractéristiques de l'induit permettent de déterminer la largeur de la zone de commutation; on en déduit la largeur de la semelle des pôles de commutation, l'entrefer associé, et le potentiel magnétique du bobinage de commutation au moyen de relations empiriques relativement complexes, que le lecteur trouvera par exemple dans la référence [7].

Il est relativement difficile de programmer le calcul des dimensions finales d'une machine dans un logiciel général, car de nombreuses contraintes technologiques entrent en ligne de compte, et que le choix d'une solution plutôt que d'une autre est essentiellement fonction des habitudes et des possibilités du constructeur.

Annexe 4

CALCUL DES DIMENSIONS DE MACHINES A ROTOR DISQUE

Introduction:

Le calcul des dimensions des machines à rotor disque ressemble à celui des moteurs à rotor long. Les équations de base, le principe de dimensionnement, le calcul des potentiels et des perméances magnétiques, celui des inerties, se font de manière identique à ce qui a été présenté à l'annexe 3. Nous ne répéterons donc pas ici les relations correspondantes, d'autant plus que nombre d'entre elles dépendent des habitudes du constructeur, et qu'il est difficile de trouver des normes standard.

Nous avons par contre jugé utile de présenter ici un résumé de quelques particularités caractéristiques des moteurs à rotor disque.

Remarque: dans les machines à rotor disque, le diamètre actif moyen d_a est le diamètre moyen de l'empilage, et la longueur active l_a est la longueur de l'empilage dans le sens radial. Les hauteurs des préencoches, dents, culasses, sont mesurées axialement. Il faut en tenir compte lorsque les relations de l'annexe 3 sont utilisées pour le calcul de moteurs à rotor disque.

Rotor de la machine synchrone:

Le rotor de la machine synchrone comporte essentiellement des aimants permanents. Lorsque les dimensions le permettent, ce peut être un disque massif. Malheureusement, dans la plupart des cas, il est indispensable de réunir plusieurs aimants de petites dimensions. Ceux-ci peuvent alors être, par exemple, noyés dans une résine synthétique, ou pincés entre des pièces métalliques. Le calcul exact des dimensions du rotor est fonction du mode de fixation des aimants.

La forme des aimants élémentaires intervient bien évidemment lors du calcul du potentiel magnétique d'excitation.

Rotor de la machine asynchrone:

Le disque rotorique de la machine asynchrone peut être formé d'une ou de plusieurs couches de matériau conducteur, selon les caractéristiques de couple désirées.
La place nécessaire à la fermeture des courants à l'intérieur et à la périphérie du disque est difficile à calculer. En première approximation, elle peut être estimée de la même manière que celle attribuée aux développantes d'une cage de moteur à rotor long.
De manière générale, le calcul des dimensions et des performances de moteurs à induit massif est délicat; de nombreux auteurs se sont penchés sur ce problème, mais, à notre connaissance, aucun n'a obtenu de résultats vraiment convainquants. Une résolution des équations de Maxwell prenant simultanément en compte l'influence du temps et des trois dimensions spatiales n'est pas aisée!

Rotor de la machine à courant continu:

Le disque rotorique de la machine à courant continu comporte un bobinage d'induit, ondulé ou imbriqué, relié à un collecteur.
Il existe essentiellement deux modes de construction:
- rotor type circuit imprimé: des bandes de cuivre sont collées sur un support en résine synthétique; l'inertie de l'ensemble est très faible, et les densités de courant admissibles au rotor sont élevées. Les développantes n'occupent qu'un espace réduit. Par contre, la capacité thermique du rotor est faible, et le moteur ne supporte pas les surcharges.
- rotor bobiné "classique": des fils de cuivre sont noyés dans une masse synthétique; le rotor ainsi obtenu est plus épais que celui type circuit imprimé. Il se calcule comme l'induit d'une machine à rotor long.

Les dimensions exactes de ces rotors, "coefficient de remplissage" admissible, densités de courant, etc... dépendent principalement des possibilités du constructeur, de l'outillage dont il dispose, et des besoins du client potentiel.

Stator polyphasé:

Ces stators sont formés d'un bobinage polyphasé classique logé dans des encoches. Une utilisation optimale des matériaux ferromagnétiques est

obtenue lorsque le rapport entre la largeur des dents et celle des encoches est constant. Ceci n'est malheureusement pas possible en pratique, pour des raisons liées aux coûts de construction; et c'est pourquoi on distingue deux types de stators polyphasés: ceux à encoches de largeur constante, avec des dents dont la largeur augmente plus on s'éloigne de l'arbre, ou au contraire ceux avec des dents de largeur constante, et des encoches dont la profondeur diminue vers l'extérieur du moteur.

Dans ce dernier cas, l'espace occupé par les développantes internes (près de l'arbre) et externes n'est pas le même. Pour les calculer, on utilisera les relations de l'annexe 3, mais en prenant chaque fois les dimensions des encoches se trouvant au bord correspondant de l'empilage.

Les autres étapes du dimensionnement, telles que la répartition des conducteurs dans les encoches ou le calcul des perméances, sont effectuées de manière identique pour les machines à rotor long et celles à rotor disque.

Stator de la machine à courant continu:

Le stator de la machine à courant continu comporte des aimants permanents collés contre une culasse. Les dimensions des aimants dépendent de celles de la zone active du rotor, ainsi que du potentiel d'excitation nécessaire pour obtenir une induction d'entrefer et un couple électromécanique suffisant. Nous retrouvons ici les problèmes associés au calcul des flux produits par des aimants permanents épais.

Annexe 5

ORGANIGRAMME DU PROGRAMME CALCULANT LES PREMIERES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE MACHINES A ROTOR LONG

Afin d'illustrer les propos tenus au chapitre 4, nous présentons dans cette annexe les organigrammes des différentes procédures permettant le calcul des dimensions géométriques de machines à rotor long. Ces procédures ont été écrites dans le cadre du logiciel de conception qui a été développé parallèlement à cette étude. Quelques remarques précisent également les motifs qui ont justifié le choix de telle ou telle option.
La figure A5.1 présente la structure du programme principal. Deux sections sont ensuite consacrées aux procédures SOLUTINT et SOLUTEXT, qui traitent de machines à inducteur au rotor ou au stator.
Les figures sont rassemblées à la fin de l'annexe.

Calcul d'une machine à induit au stator:

Pour ces machines à rotor long, les valeurs essentielles retenues sont au nombre de trois (voir section 4.4). Elles sont directement liées au couple électromécanique de la machine. Il s'agit, dans l'ordre d'importance:
- du rapport (l_i/τ_p),
- de l'induction moyenne dans l'entrefer,
- du diamètre d'alésage.

Une action sur le diamètre d'alésage ou sur la valeur de l'induction d'entrefer permet de corriger certaines impossibilités et d'arriver à une solution réaliste; on ne modifie le rapport (l_i/τ_p) que lorsque des contraintes imposées par l'utilisateur ne sont pas satisfaites.
Dans les machines à induit au stator, les dimensions du stator peuvent être calculées directement à partir du couple électromécanique et de l'induction d'entrefer. Il faut ensuite essayer de construire un rotor capable de créer le potentiel magnétique nécessaire pour obtenir l'induction d'entrefer. L'espace disponible pour le rotor est limité par le diamètre interne de la partie électrique de la machine et par son

diamètre d'alésage. Il peut donc arriver que cet espace ne soit pas suffisant, ou au contraire beaucoup trop grand. Un processus itératif agissant sur d_a et sur B_δ permet d'obtenir une solution convenable.
Les machines synchrones à rotor à griffes excitées par aimants permanents constituent un cas particulier de machines à induit au stator: dans ce cas, le potentiel rotorique dépend plus de la longueur du rotor que de son diamètre. La recherche d'un optimum devrait comporter des itérations sur le rapport (l_i/τ_p). Celles-ci n'ont pas été automatisées afin de laisser à l'utilisateur la possibilité d'imposer ce rapport. et par souci d'homogénéité
Compte tenu de ce qui précède, on distingue essentiellement deux groupes d'opérations: le premier, représenté par la fonction MINDINT. effectue le calcul des dimensions d'une solution, les grandeurs essentielles étant imposées. Cette fonction MINDINT a la valeur "vrai" si le calcul a abouti à un résultat plausible et "faux" dans le cas contraire (impossibilité rencontrée); le second groupe d'opérations (procédure SOLUTINT) assume la modification des grandeurs essentielles pour corriger les éventuelles impossibilités détectées dans MINDINT ou pour chercher un optimum. Les fonctions SOLUTINT et MINDINT font largement appel au calcul itératif. L'expérience nous a montré qu'il n'y a pas, dans la majeure partie des cas, de meilleure solution. Une convergence très rapide des itérations est possible à condition que les valeurs initiales soient judicieusement choisies. Pour cela, il est indispensable de tenir compte non seulement de la structure de la machine étudiée, mais également de la précision des modèles de calcul. En effet, particulièrement en présence d'aimants permanents cylindriques épais dont le comportement exact est difficile à simuler de manière simple, le calcul aboutit à une solution aberrante si les conditions initiales sont mal choisies.
Les figures A5.2 et A5.3 donnent les organigrammes de SOLUTINT et de MINDINT.
Dans le cadre de cette étude, nous avons choisi de n'optimiser que le diamètre externe des machines à rotor long, en n'agissant que sur l'induction d'entrefer. Cette décision est le résultat d'un compromis entre une plus grande transparence du programme, avec des possibilités forcément limitées, et un programme plus complet. mais également plus difficile à exploiter. Nous avons ainsi décidé de privilégier le rôle de l'utilisateur au niveau du choix de certains paramètres. tels que le rapport (l_i/τ_p), afin qu'il puisse orienter volontairement le programme vers telle ou telle solution. Il est bien évident qu'une modification permettant une optimisation plus poussée est possible. sans grandes

difficultés.

<u>Calcul d'une machine à induit au rotor:</u>

Les principales remarques concernant la procédure SOLUTINT restent valables pour SOLUTEXT qui effectue le même type de calculs dans le cas de machines à inducteur externe (au stator). La principale différence entre ces deux procédures provient de ce que le nombre de paramètres essentiels est ici de quatre:

- rapport (l_i/τ_p) de la machine,
- diamètre interne de la culasse rotorique,
- induction moyenne dans l'entrefer,
- diamètre d'alésage.

Le diamètre d'alésage est adapté à la puissance désirée. Une modification de l'induction d'entrefer ou du diamètre interne de la culasse rotorique permet de corriger certaines disproportions. Enfin, et uniquement lorsque des contraintes imposées par l'utilisateur ne sont pas satisfaites, on changera le rapport (l_i/τ_p). Les figures A5.4 et A5.5 montrent les organigrammes de SOLUTEXT et de MINDEXT.

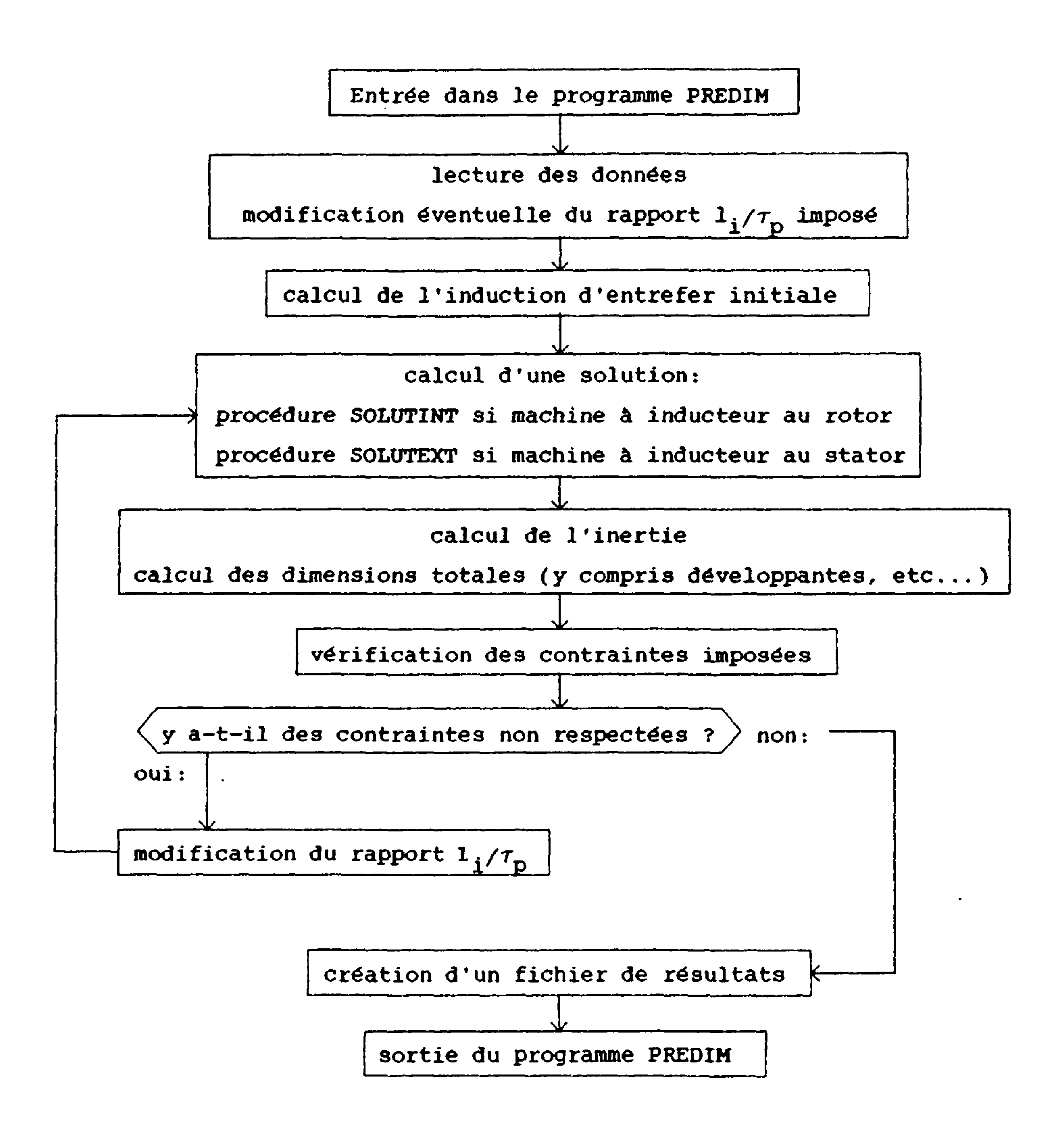


Figure A5.1: organigramme du programme PREDIM

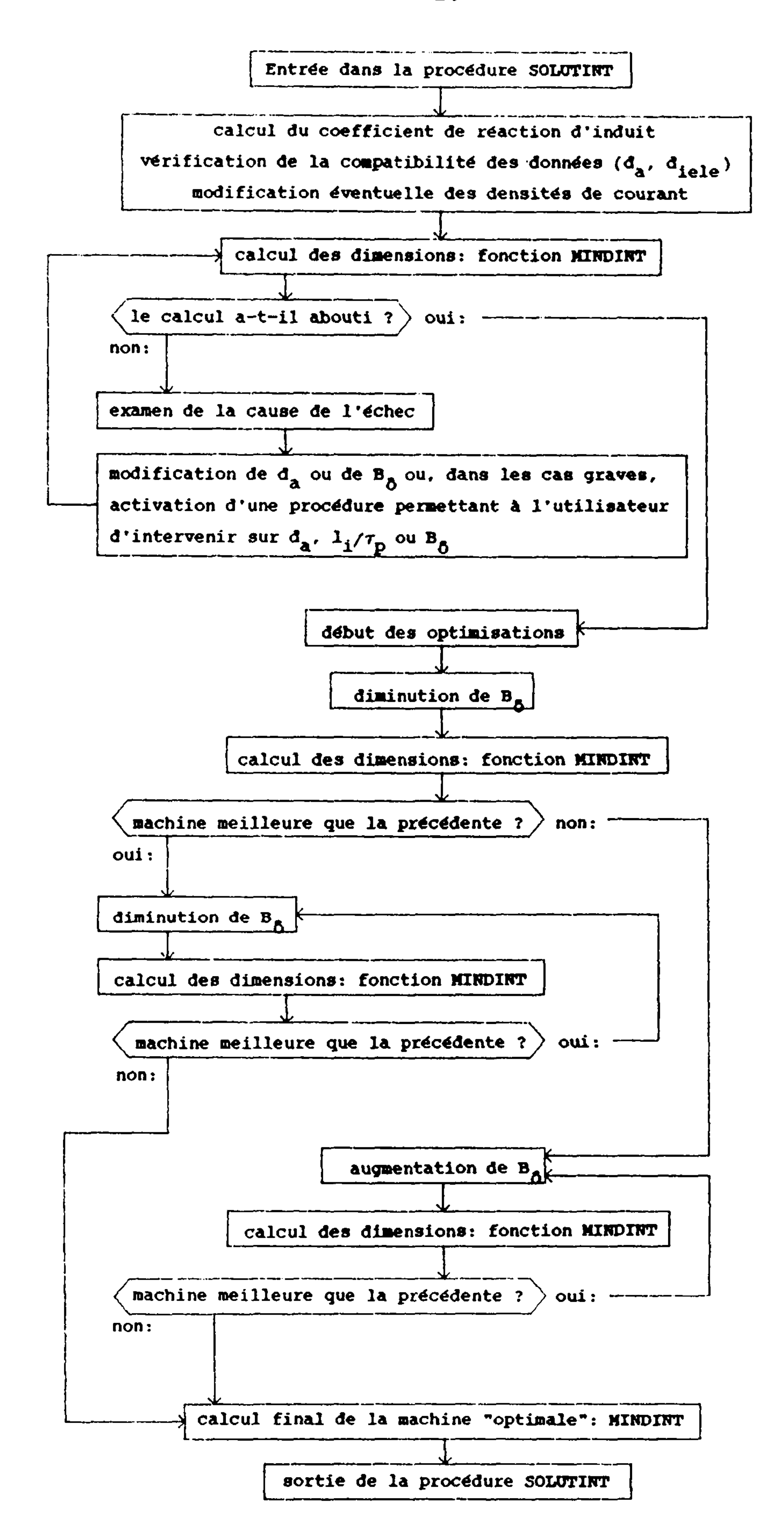


Figure A5.2: organigramme de la procédure SOLUTINT

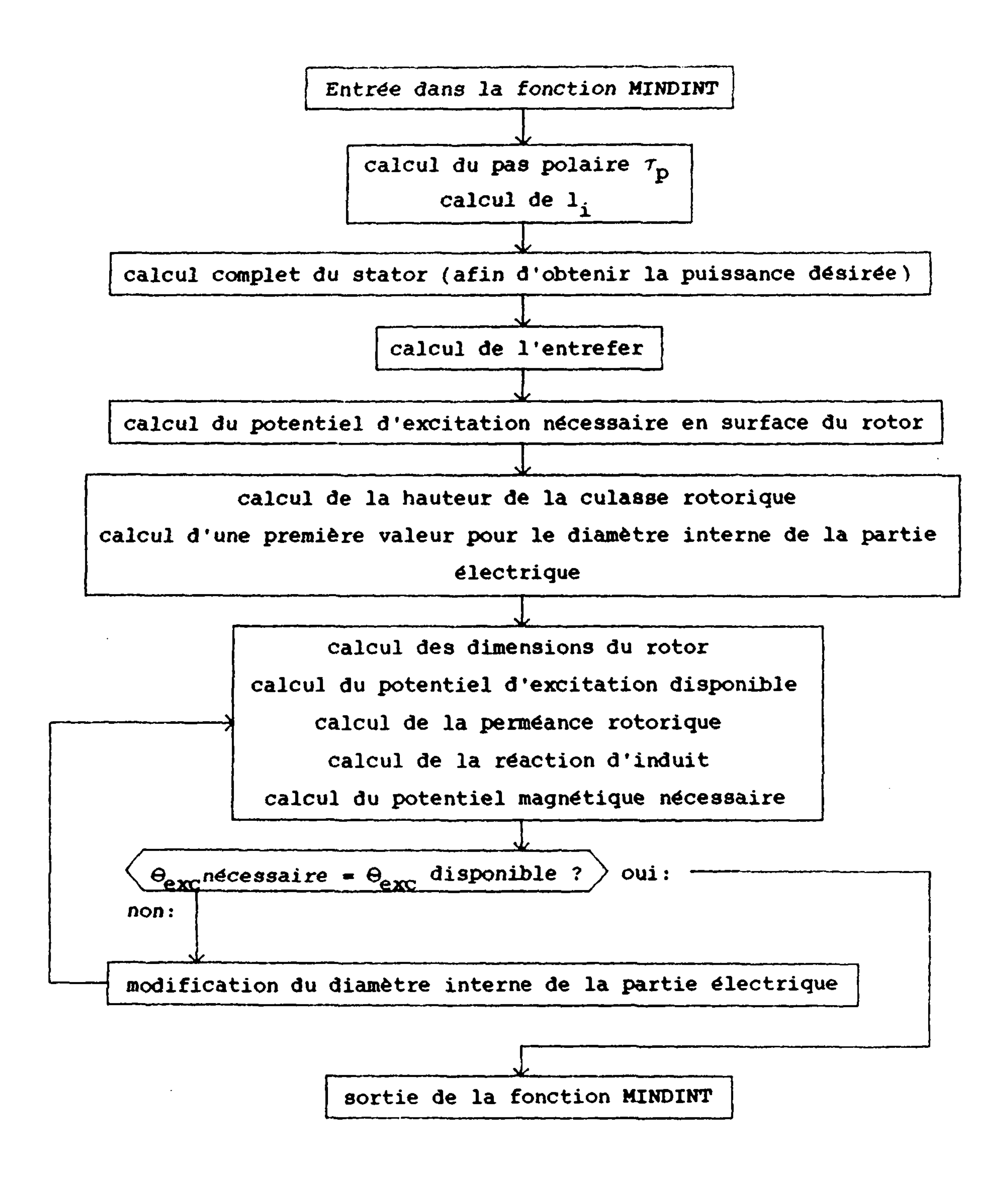


Figure A5.3: organigramme de la fonction MINDINT

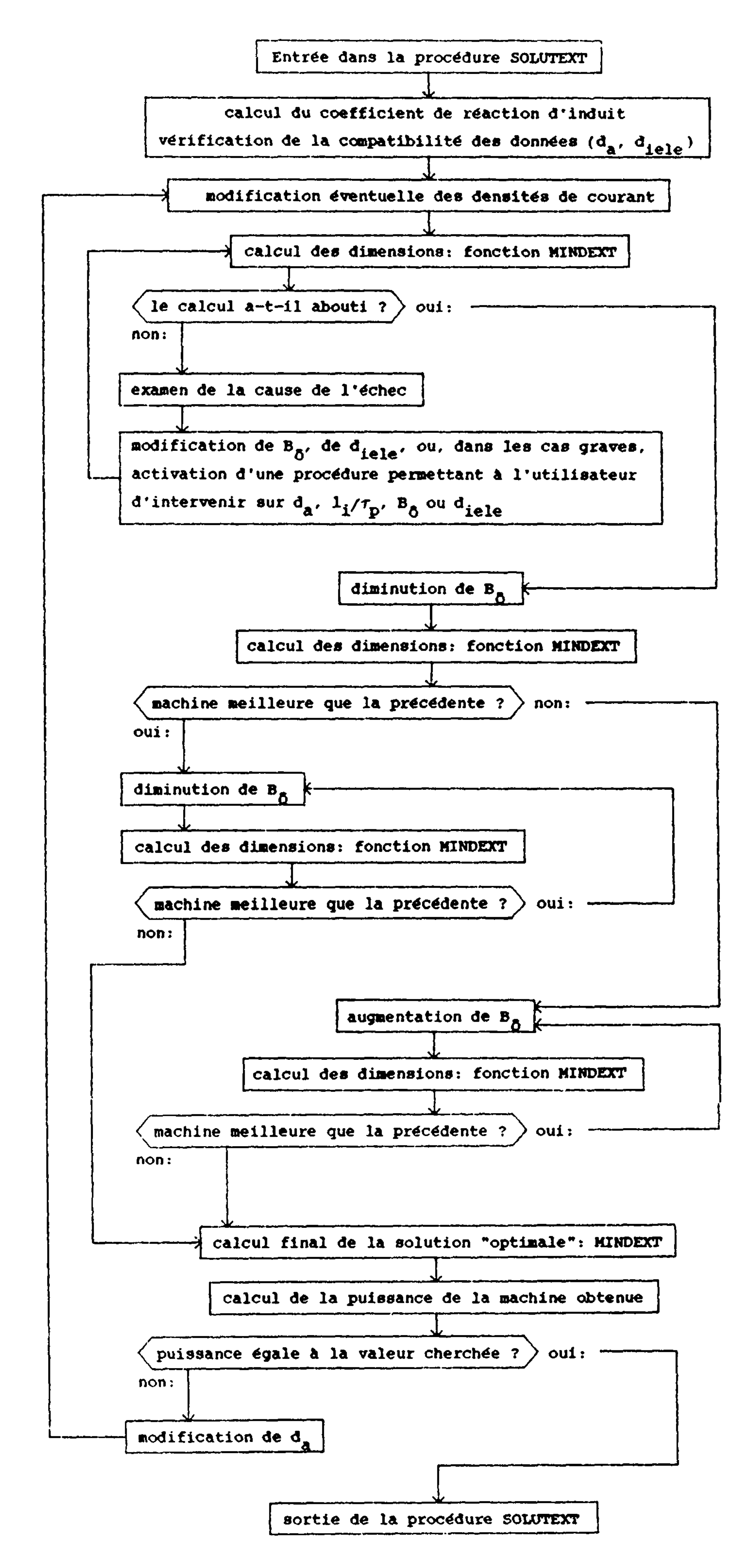


Figure A5.4: organigramme de la procédure SOLUTEXT

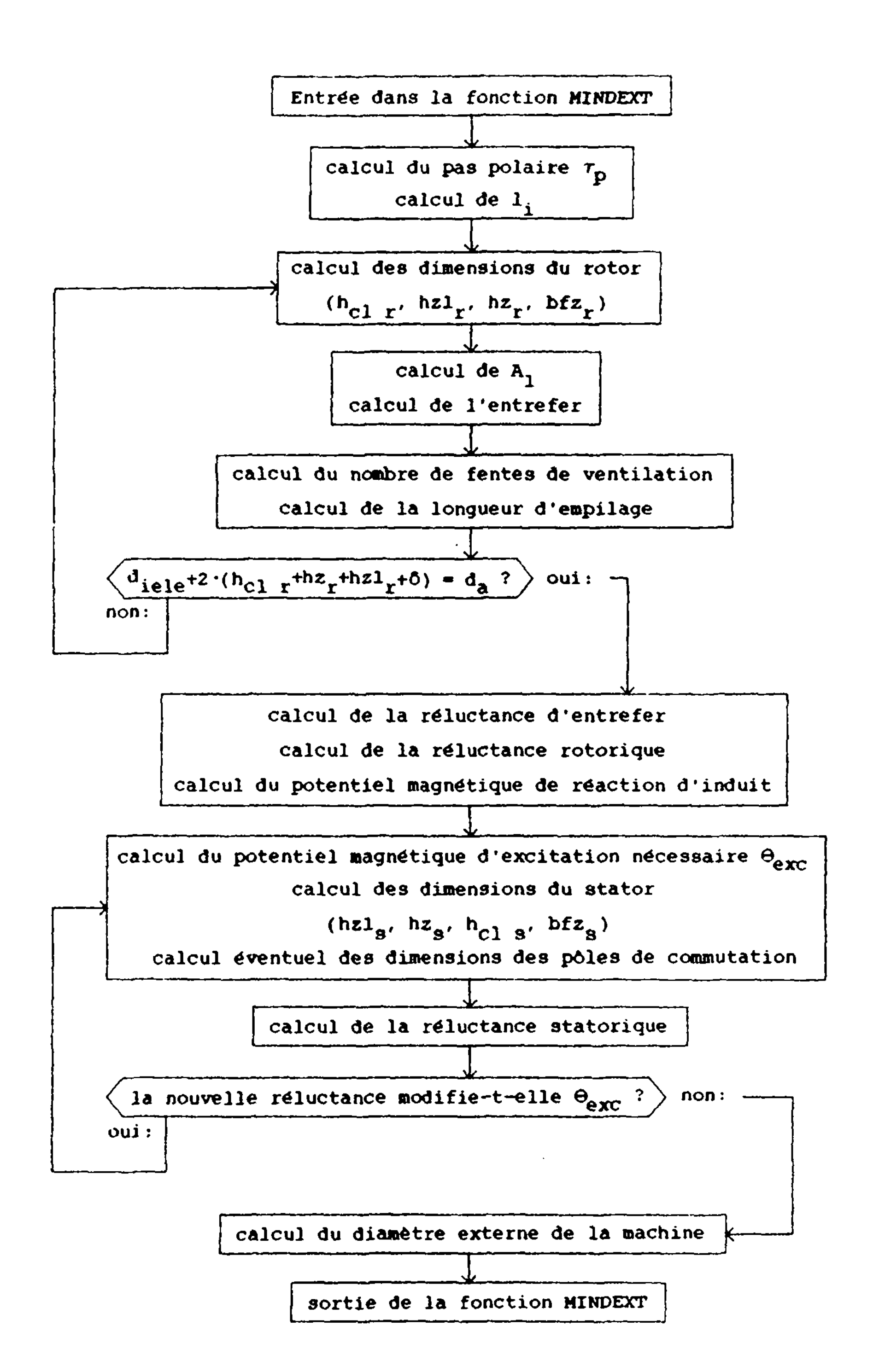


Figure A5.5: organigramme de la fonction **MINDEXT**

Annexe 6

ORGANIGRAMME DU PROGRAMME CALCULANT LES PREMIERES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE MACHINES A ROTOR DISQUE

Les machines à rotor disque fonctionnent selon les mêmes principes que celles à rotor long, à ceci près que toutes les grandeurs axiales deviennent des grandeurs radiales et inversément.
Dans la plupart des moteurs, les dimensions de la partie électrique du rotor sont limitées par le diamètre de l'arbre et par le diamètre externe du rotor, tandis que la longueur axiale peut être choisie pratiquement quelconque.
Les principales différences entre les organigrammes des procédures calculant les machines à rotor long et celles à rotor disque découlent de ces deux considérations.
Ainsi, il suffit de disposer de deux grandeurs essentielles pour pouvoir dimensionner une machine à rotor disque; ce sont:

- le diamètre actif moyen d_a
- le rapport k_{ld} entre l'épaisseur du rotor et d_a.

Ces deux grandeurs permettent de déterminer les dimensions du rotor, puis de calculer le stator qui permettra d'obtenir l'induction d'entrefer et le couple électromécanique indispensables.
En pratique, nous aurons trois procédures générales, SOLUTSYNC, SOLUTASYNC et SOLUTCC, correspondant aux trois types de machines: synchrones, asynchrones et à courant continu. Ces trois procédures ont la même structure (figure A6.2), mais elles diffèrent au niveau des critères de modification des grandeurs essentielles en fonction des impossibilités rencontrées.
Chacune de ces procédures fait appel à une fonction calculant l'ensemble des dimensions géométriques de la machine: MOTSYNC, MOTASYNC ou MOTCC (figures A6.3, A6.4 et A6.5). Ces fonctions commencent par calculer les dimensions du rotor, puis celles du stator, et détectent les premières impossibilités.
Lorsque le programme a trouvé un couple de valeurs (d_a, k_{ld}) conduisant à une machine possible, il procède à la recherche d'un optimum et vérifie que les dimensions externes du moteur soient compatibles avec les

contraintes (procédures OPTIMISE et CONTROLE, figures A6.6 et A6.7).
Le lecteur aura peut-être remarqué que, contrairement à ce qui a été fait dans le cas des machines à rotor long, le contrôle des dimensions finales a été inclus dans les procédures MOTSYNC, MOTASYNC et MOTCC. Ceci n'a en fait que peu d'importance pratique, si ce n'est une légère simplification de la structure du programme, rendue possible par la relative simplicité des machines à rotor disque.

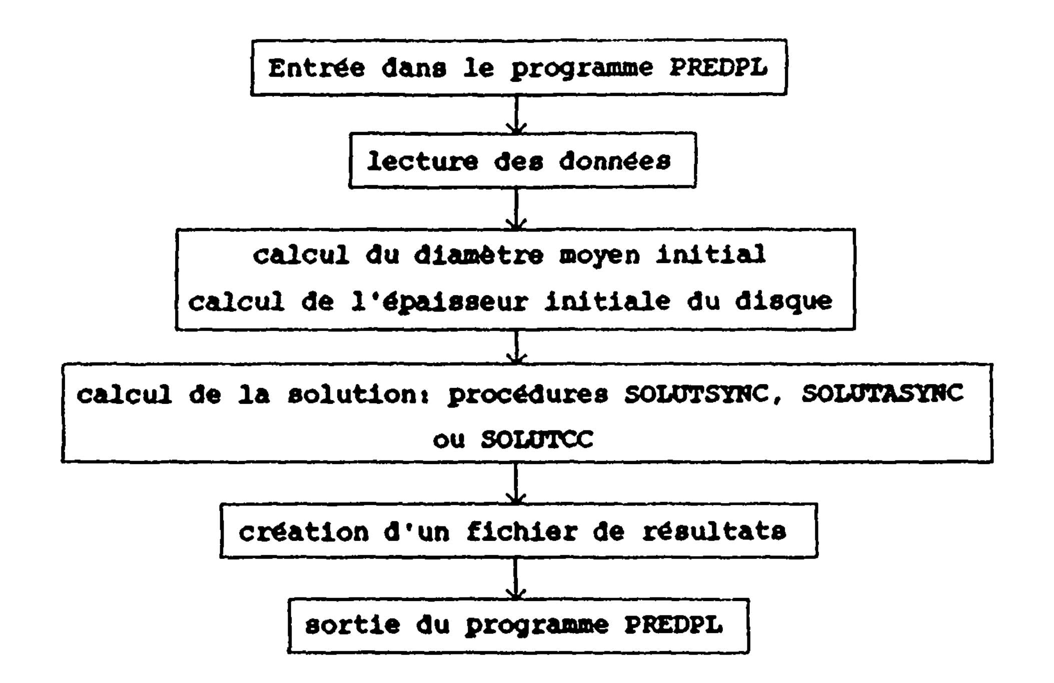


Figure A6.1: organigramme du programme PREDPL

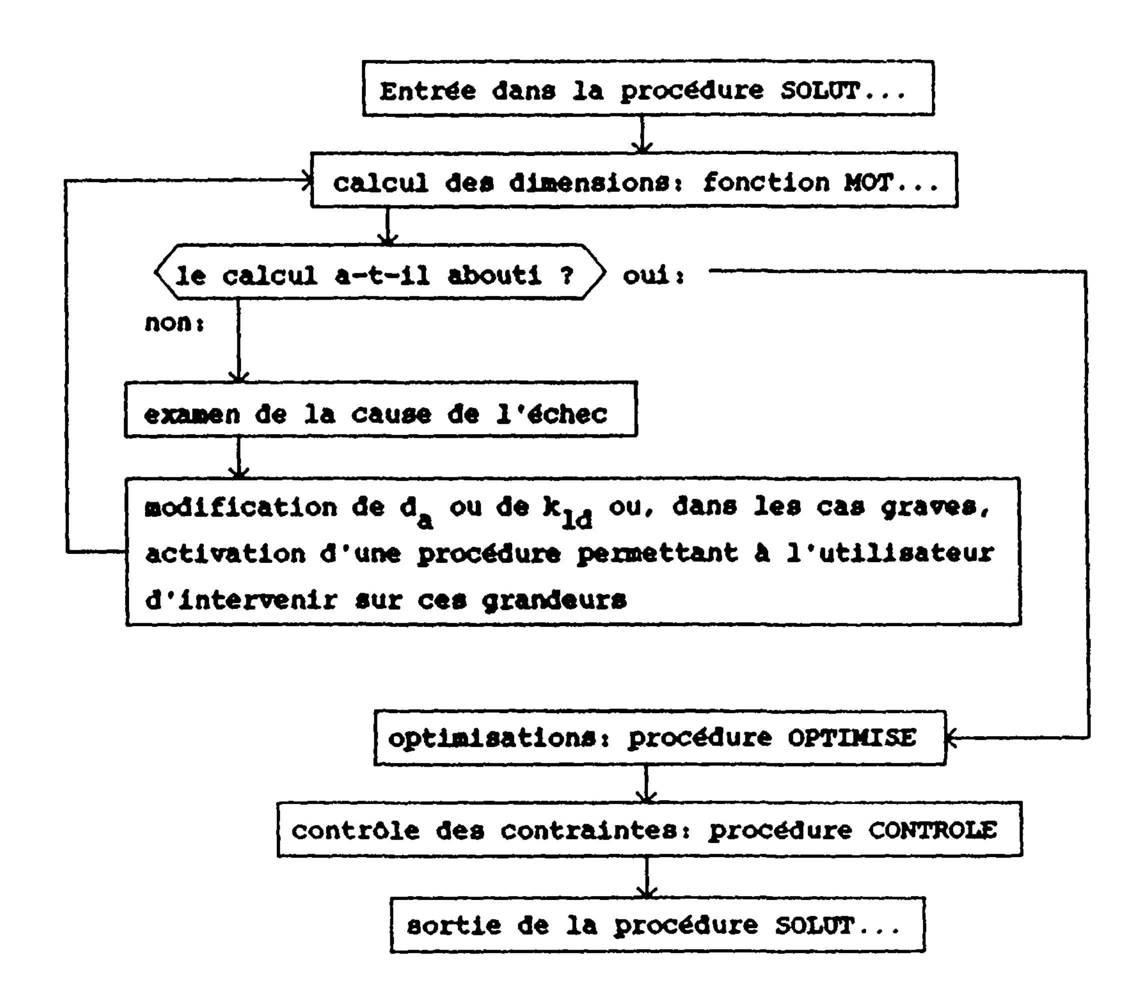


Figure A6.2: organigramme type des procédures SOLUTSYNC, SOLUTASYNC ou SOLUTCC

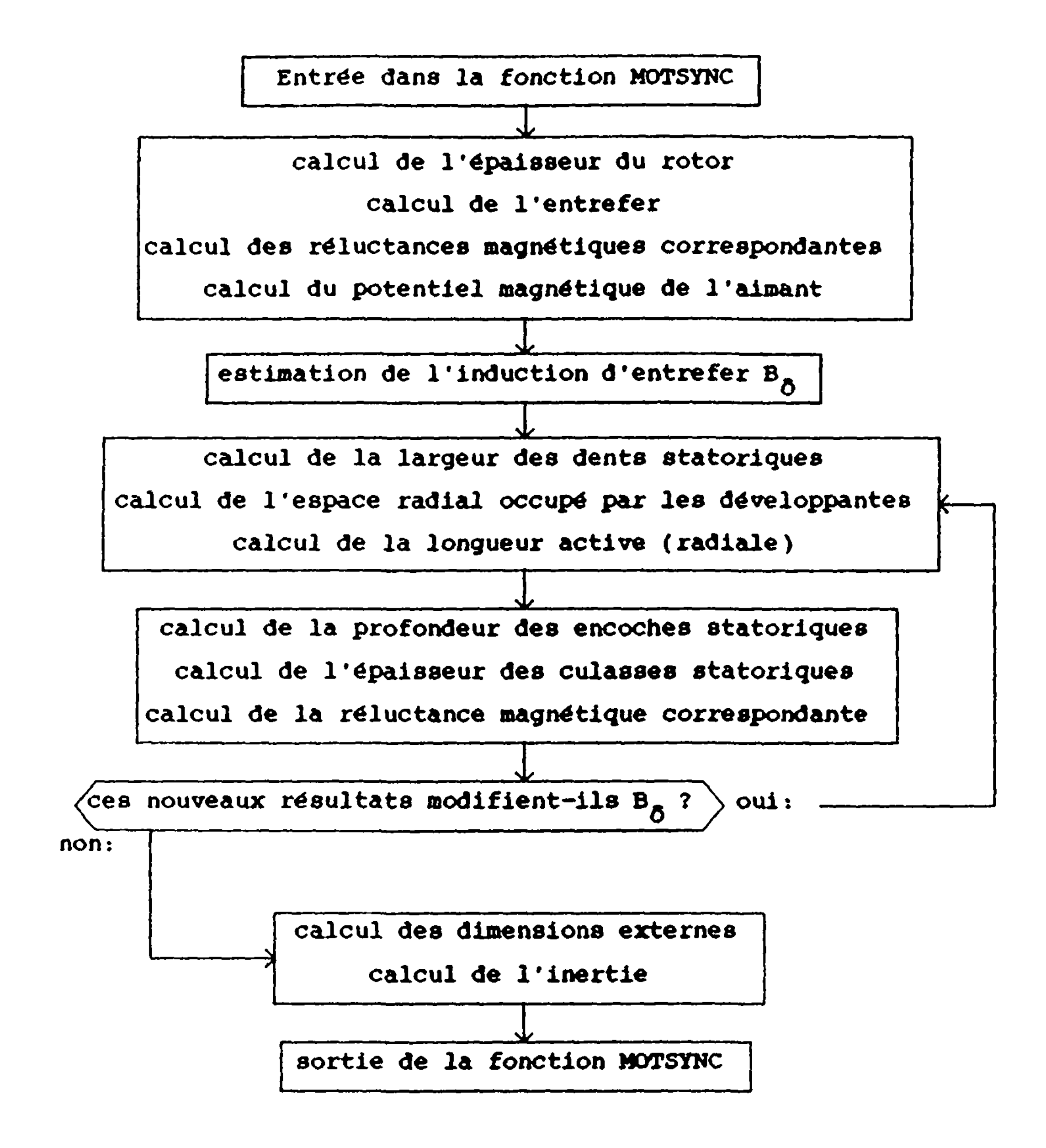


Figure A6.3: organigramme de la fonction MOTSYNC

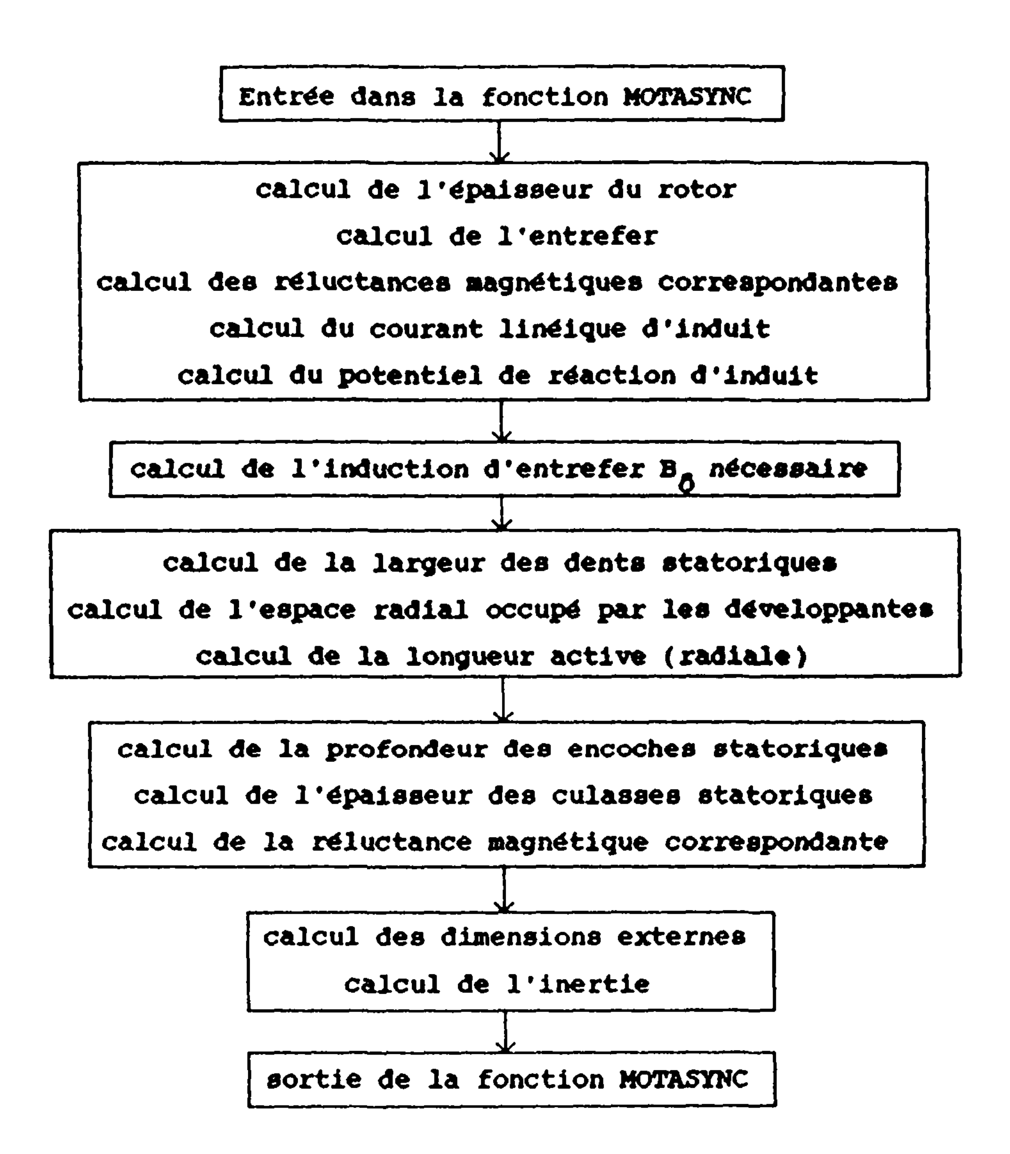


Figure A6.4: organigramme de la fonction MOTASYNC

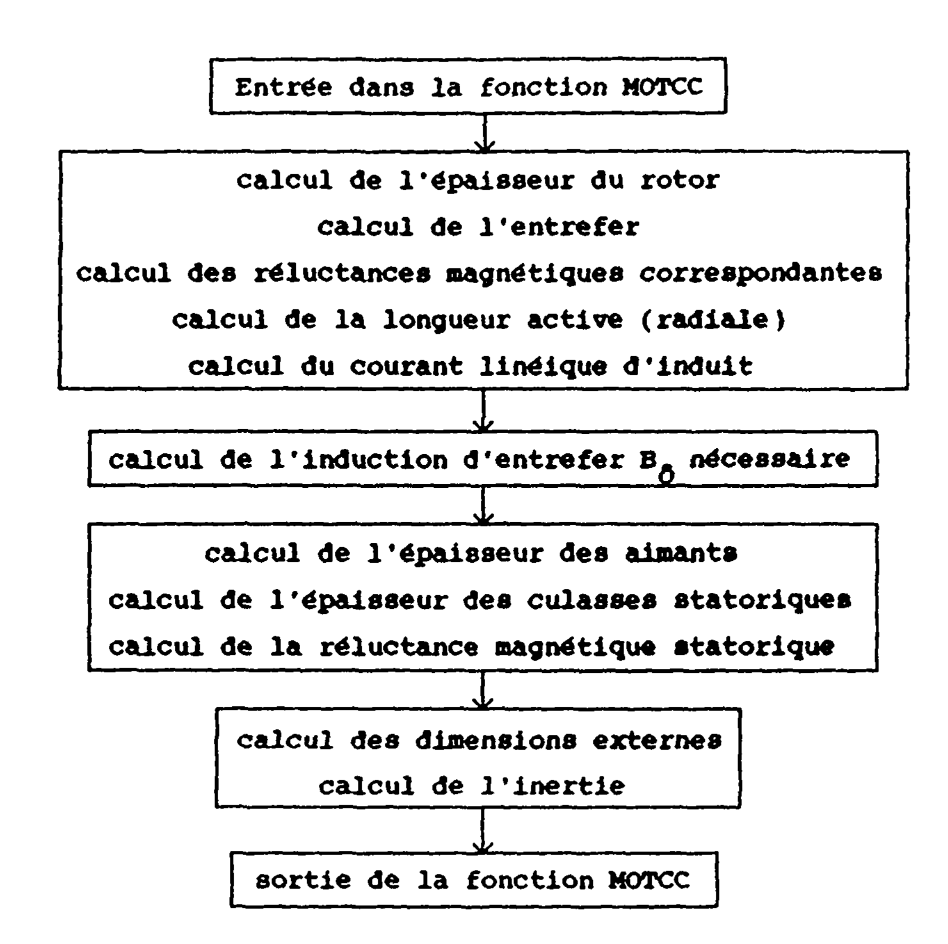
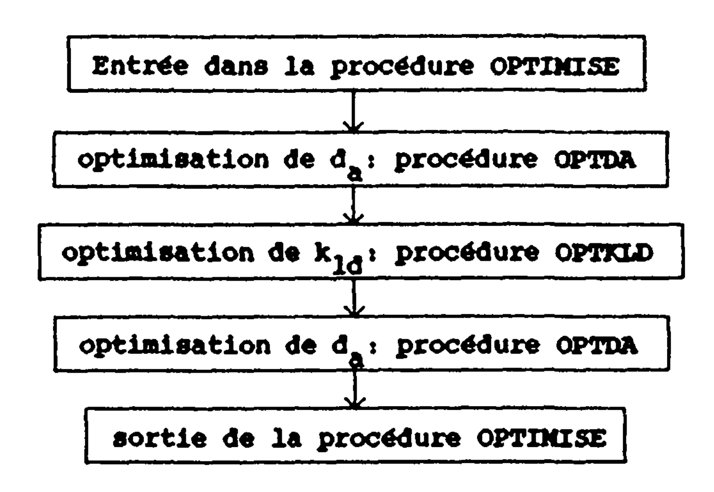


Figure A6.5: organigramme de la fonction MOTCC



Dans le cas des machines à rotor disque, nous avons choisi comme critère d'optimisation une minimisation de l'inertie (pour un couple donné); ceci correspond à la qualité la plus souvent demandée pour ce type de moteur. Les procédures OPTDA et OPTKLD sont construites selon le même schéma que la partie traitant des optimisations des fonctions SOLUTINT et SOLUTEXT (annexe 5), mais en remplaçant B_δ par d_a, respectivement k_{1d}. Notons que pour un diamètre d_a donné, seule une diminution de k_{1d} peut conduire à une amélioration.

Figure A6.6: organigramme de la procédure OPTIMISE

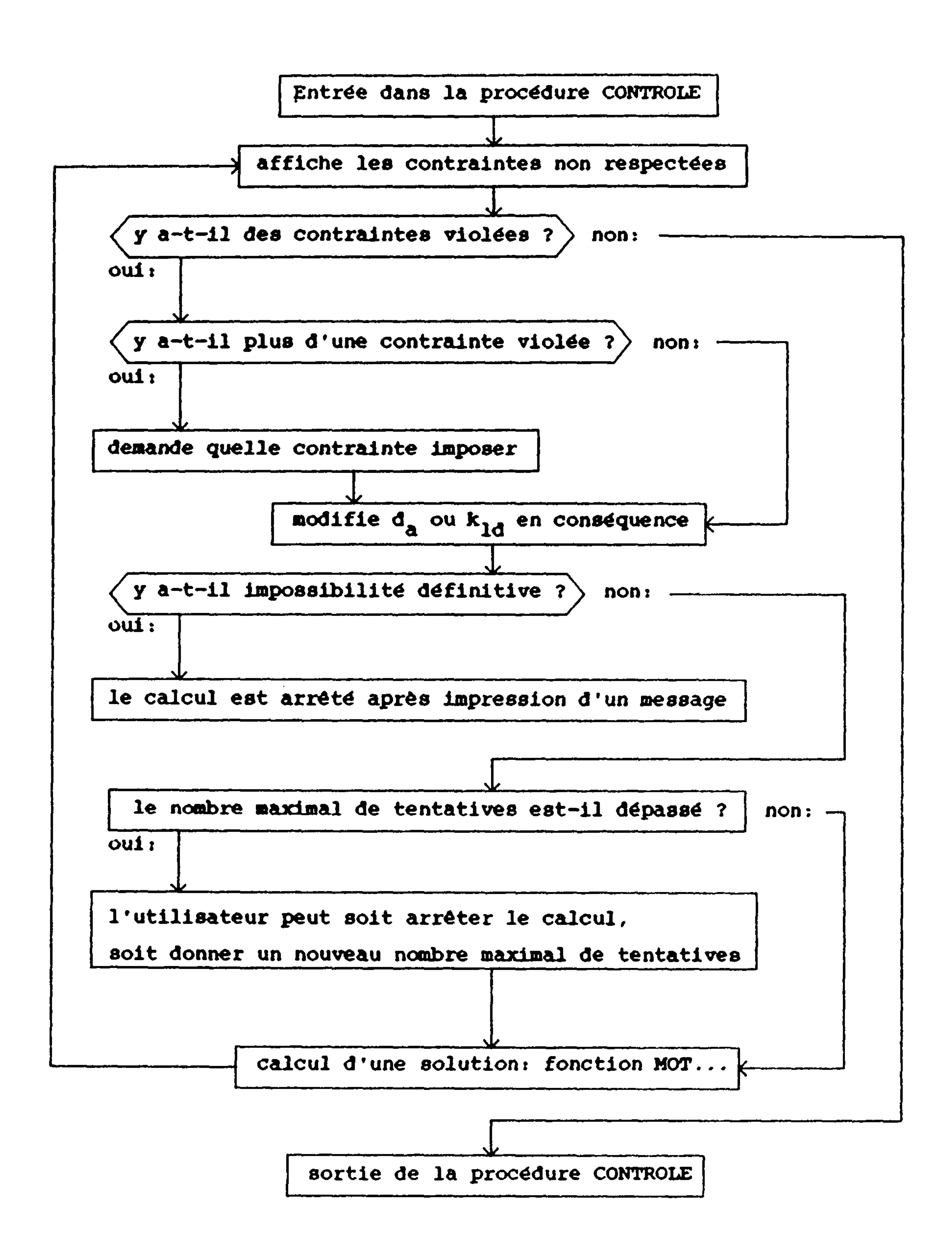


Figure A6.7: organigramme de la procédure CONTROLE

Annexe 7

RELATIONS UTILISEES POUR LE CALCUL DES NOMBRES D'ENCOCHES ET LA REPARTITION DES BOBINAGES

Introduction:

Lorsque les dimensions générales d'une machine sont connues. il est nécessaire de déterminer d'abord les nombres d'encoches. puis d'y placer les conducteurs des différentes phases.
Il existe deux types de contraintes à respecter lors du choix des nombres d'encoches:

- les contraintes électriques, liées au nombre de phases, de pôles. et aux problèmes associés aux harmoniques et aux couples réluctants;
- les contraintes mécaniques, qui limitent les rapports entre largeur et hauteur des dents, ainsi qu'entre largeur des dents et pas d'encoche.

Le remplissage des encoches avec les conducteurs des différentes phases obéit à des critères de symétrie très précis, et la méthode qui est utilisée n'a rien d'original. Elle est cependant rappelée ci-après. car elle a été généralisée à un nombre quelconque de phases.

Contraintes électriques:

- stator de la machine asynchrone:
  en principe, le nombre d'encoches par pôle et par phase q_s est entier pour ce type de machine. Le nombre total d'encoches est donc donné par:
  $$N_{zs} = q_s \cdot 2 \cdot p \cdot m$$
  avec q_s entier.

- rotor de la machine asynchrone:
  deux cas se présentent:
  . rotor à cage: le nombre de barres est donné par:
  $$N_{zr} = k \cdot N_{zs}$$
  avec k proche de 1.19 ou de 0.81, mais k doit être différent de 11/9, de 7/6, de 6/5, de 5/6, de 6/7 et de 9/11, pour des raisons liées aux harmoniques;

de plus, N_{zr} doit être pair et la valeur absolue de la différence (N_{zs} - N_{zr}) ne devrait pas être un multiple de $2 \cdot p$:

. rotor bobiné: le nombre d'encoches est donné par:

$N_{zr} = q_r \cdot 2 \cdot p \cdot m$

avec $q_r = q_s$ +/- 1.

- rotor de la machine à courant continu:

le nombre d'encoches est un multiple du nombre de pôles si le bobinage est imbriqué; si il est ondulé, il y a une encoche de moins.

- stator de la machine synchrone:

$N_{zs} = q_s \cdot 2 \cdot p \cdot m$

avec q_s = nombre d'encoches par pôle et par phase, si possible fractionnaire;

il est nécessaire de respecter les conditions suivantes:

. si bobinage à une couche:

$N_{zs} / (2 \cdot m)$ entier

$N_{zs} / (m \cdot t)$ entier

. si bobinage à deux couches:

$N_{zs} / (m \cdot t)$ entier

avec t = plus grand commun diviseur entre N_{zs} et p.

Note: si m = 2 (moteur biphasé), la condition devient ($N_{zs} / (4 \cdot t)$) entier.

Il est important d'éviter d'avoir un nombre d'encoches par pôle et par phase égal à 1.0 ou 2.0, car les couples réluctants qui en résultent peuvent être assez importants et même empêcher la machine de démarrer.

- rotor de la machine synchrone (machine à rotor lisse):

le nombre d'encoches doit être un multiple entier du nombre de pôles. Dans ce cas également, penser aux problèmes de couple réluctant entre stator et rotor.

- amortisseur de la machine synchrone:

si la machine doit démarrer en régime asynchrone, il faut respecter les mêmes principes que pour le choix du nombre de barres d'une cage de moteur asynchrone; sinon, les contraintes peuvent être moins sévères: le nombre d'encoches pour l'amortisseur doit cependant rester un multiple entier du nombre de pôles.

Contraintes géométriques:

Le choix de ces contraintes obéit à des critères relativement arbitraires, car les données relatives aux dimensions limites admissibles manquent. Les principales conditions retenues sont:

- largeur minimale de la dent au moins égale au cinquième de la hauteur d'encoche,
- si possible, le pas d'encoche est choisi légèrement inférieur à la hauteur d'encoche.

Répartition des conducteurs dans les encoches:

Lorsque cette répartition est calculée, le nombre de spires des bobines est totalement inconnu. Ce ne sont donc pas des conducteurs au sens strict du terme qui sont répartis dans les encoches, mais plutôt une fraction de la surface de chaque encoche qui est attribuée aux conducteurs aller ou retour de chaque phase.

Quatre cas seront abordés ci-après:

- le bobinage d'induit des machines à courant continu,
- le bobinage polyphasé symétrique à une couche,
- le bobinage polyphasé symétrique à deux couches,
- le bobinage d'excitation des machines synchrones à rotor lisse.

Toutes les autres possibilités sont soit triviales (comme les bobinages des pôles d'excitation ou de commutation), soit trop complexes pour être traitées par un logiciel de CAO tel que celui dont il est question ici (comme le problème des bobinages polyphasés asymétriques). Il est bien évidemment supposé que le nombre d'encoches répond aux conditions mentionnées au début de cette annexe!

Bobinage d'induit des machines à courant continu:

La construction d'un induit de machine à courant continu commence par le calcul du nombre de lames au collecteur associées à chaque encoche. Ce nombre doit être un compromis entre la largeur minimale d'une lame, généralement comprise entre 2 et 5 mm, et la tension maximale entre deux lames successives, qui ne devrait pas dépasser 5 V pour une machine sans pôles de commutation, respectivement 15 V pour une machine avec. Selon la valeur obtenue, on aura un bobinage à une ou plusieurs voies en parallèle, ou un bobinage dont les conducteurs situés dans une encoche proviennent de plusieurs lames contigües.

Pour les machines dont le nombre de voies en parallèle est de un, le programme prend par défaut un bobinage ondulé; dans tous les autres cas, le bobinage est supposé être imbriqué.
Le calcul du bobinage d'induit d'une machine à courant continu donne donc trois éléments:
- le nombre de lames au collecteur,
- le type de bobinage (imbriqué ou ondulé),
- le nombre de voies en parallèle,

qui sont suffisants pour permettre le calcul des nombres de spires et des paramètres de la machine en régime permanent ou transitoire.

Bobinage polyphasé symétrique à une couche:

Le nombre d'encoches doit être pair, de manière à ce qu'il y ait une encoche "retour" pour chaque encoche "aller". On calcule ensuite le nombre q d'encoches par pôle et par phase. Ce nombre est décomposé en:
$q = N_z / (2 \cdot p \cdot m) = i_a + (i_b / i_c)$
avec i_a, i_b et i_c = nombres entiers, i_b et i_c aussi petits que possible.
i_c est la périodicité du bobinage; ce doit donc être un diviseur du nombre de paires de pôles, sans quoi il n'est pas possible de construire un bobinage symétrique.
On calcule ensuite le décalage entre les entrées de deux phases consécutives, exprimé en nombre d'encoches "aller":
$dec = q + i \cdot q \cdot m$
avec dec et i = nombres entiers.
Il est maintenant possible de remplir les encoches devant recevoir les conducteurs "aller". Pour chaque phase, on aura i_b groupes de $(i_a + 1)$ conducteurs, puis $(i_c - i_b)$ groupes de i_a conducteurs, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'il y ait autant de groupes que de paires de pôles. La méthode informatique permettant d'y parvenir est la suivante:
- on génère un tableau ou une chaîne dynamique contenant autant d'éléments que d'encoches devant être remplies par les conducteurs "aller";
- à partir de la première encoche de chaque phase, (dont le numéro est calculé à l'aide de dec), on attribue i_a ou $(i_a + 1)$ encoches à la phase concernée (i_a si i_b est nul, $(i_a + 1)$ dans le cas contraire);
- on retourne au début du tableau, et, dès qu'une encoche pleine est suivie d'une encoche libre, on remplit cette dernière et les i_a ou les $(i_a - 1)$ suivantes avec la phase suivante.

Un exemple pratique permet de mieux comprendre ce procédé:

soit un moteur à 36 encoches, 3 phases et 4 paires de pôles; nous obtenons q = 1.5, et donc $i_a = 1$, $i_b = 1$, $i_c = 2$; 18 encoches sont attribuées aux conducteurs "aller"; dec = 6. On ouvre un tableau (figure A7.1) dont la première ligne contient les 18 positions des conducteurs "aller", la deuxième les entrées des différentes phases et la première "passe de remplissage", les passes suivantes étant marquées dans les lignes suivantes.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	1					2	2					3	3				
		2						3						1			
			3	3					1	1					2	2	
					1						2						3

Figure A7.1: remplissage des encoches avec les phases.

Ceci nous donne finalement la séquence ci-dessous:

1 1 2 3 3 1 2 2 3 1 1 2 3 3 1 2 2 3

Lorsque les conducteurs "aller" sont tous placés, la moitié des encoches est occupée. Il reste à remplir l'autre moitié avec les conducteurs "retour", en respectant la même séquence que pour les conducteurs "aller", phase par phase, mais avec un décalage correspondant à la partie entière de (m / 2 - 0.01), exprimé en nombre de phases. Ainsi, pour un bobinage triphasé, on aura l'aller de la phase 1, puis le retour de la phase 3, puis l'aller de la phase 2, le retour de la phase 1, et ainsi de suite.

Ceci nous donne, pour le bobinage complet de notre exemple:

ligne supérieure: numéro d'encoche:
ligne inférieure: numéro de la phase occupant l'encoche (positif si conducteur "aller"):

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	1	-3	2	-1	-1	3	3	-2	1	-3	-3	2	2	-1	3	-2	-2

19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36
1	1	-3	2	-1	-1	3	3	-2	1	-3	-3	2	2	-1	3	-2	-2

Une fois les conducteurs disposés dans les encoches, il reste à fermer les spires, ce qui se fait en estimant l'ouverture moyenne des bobines et en tentant de répartir les développantes de manière homogène. Il est à remarquer qu'il suffit de déterminer parmi le premier groupe d'encoches "aller" attribué à chaque phase (ligne 2 de la figure A7.1) le nombre de ces encoches appartenant à des spires fermées à gauche, respectivement à droite, pour que l'ensemble des spires soit défini. En principe, on s'arrange pour en prendre environ la moitié fermée de chaque côté.
Note: un léger raccourcissement du pas de bobinage est généralement obtenu en procédant de la sorte. Un raccourcissement plus important est possible à condition d'imbriquer les phases les unes dans les autres (voir référence [3]).

Bobinage polyphasé symétrique à deux couches:

Les bobinages polyphasés à deux couches se calculent exactement comme ceux à une couche, mais avec un nombre d'encoches fictif double. En fin de calcul, deux encoches fictives sont transformées en les moitiés supérieure et inférieure d'une encoche réelle.
Ainsi, pour une machine à 18 encoches, 3 phases et 8 pôles, on obtient: (après doublement du nombre d'encoches, résolution comme ci-dessus et réduction)

Première ligne: numéro d'encoche:
deuxième ligne: numéro de la phase occupant la moitié supérieure de l'encoche:
troisième ligne: numéro de la phase occupant la moitié inférieure de l'encoche:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	-3	-1	3	-2	-3	2	-1	-2	1	-3	-1	3	-2	-3	2	-1	-2
1	2	-1	3	1	-3	2	3	-2	1	2	-1	3	1	-3	2	3	-2

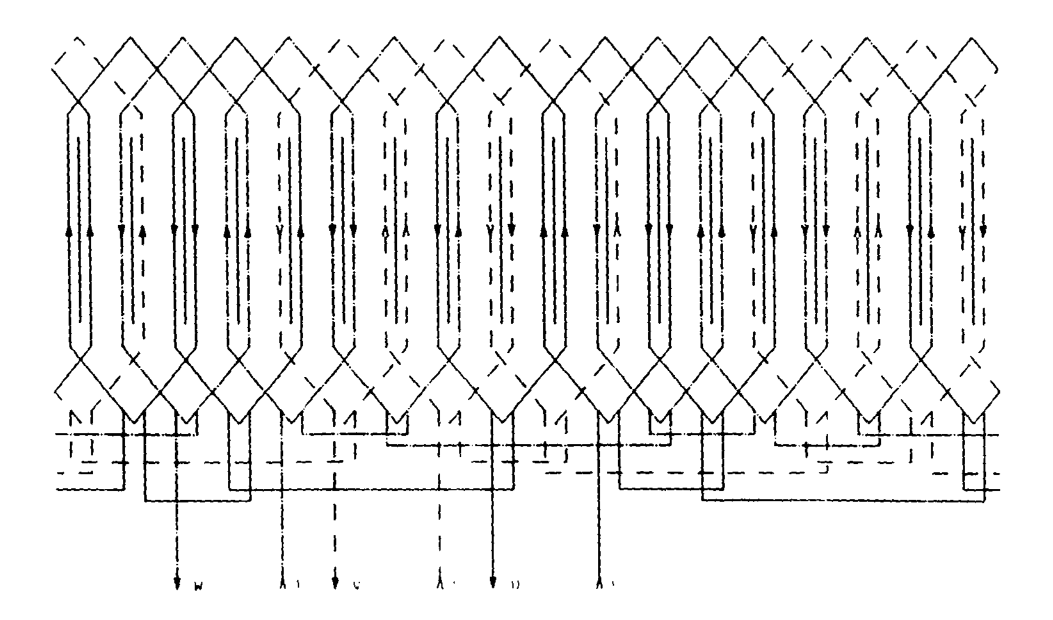


Figure A7.2: schéma de bobinage correspondant.

Bobinage d'excitation des machines synchrones à rotor lisse:

Ce dernier cas est très simple à traiter; le nombre total d'encoches est divisé par le nombre de pôles, puis chaque groupe de $(N_z / (2 \cdot p))$ encoches est rempli alternativement par des conducteurs "aller" ou "retour".

Annexe 8

CALCUL DE QUELQUES PERMEANCES

Quelques problèmes relatifs au calcul des perméances magnétiques et des inductances associées sont présentés ci-après. Nous parlerons plus particulièrement:

- de la structure du programme calculant les flux dans l'entrefer par la méthode des potentiels aux limites,
- des principes généraux présidant au calcul des perméances de fuite,
- des problèmes posés par l'introduction de la saturation.

Structure du programme calculant les flux dans l'entrefer par la méthode des potentiels aux limites:

Nous avons exposé dans les chapitres 3 et 5 le principe de la méthode des potentiels aux limites et les motifs justifiant son emploi dans le cadre de cette étude; nous n'y reviendrons donc pas ici. Par contre, il faut insister sur certains aspects pratiques posés par son utilisation dans un logiciel de CAO général.

Les calculs nécessaires pour déterminer les flux magnétiques qui se referment dans l'entrefer ne sont pas particulièrement compliqués, mais il est nécessaire de décrire au préalable la géométrie de la structure étudiée au moyen d'une suite de points situés dans un repère cartésien. La programmation de ces opérations de description est fastidieuse.

Lorsque la géométrie est introduite, il faut calculer les conditions aux limites du domaine, et plus particulièrement le potentiel magnétique généré par les bobinages en chaque point du contour.

Ensuite, il est possible de calculer l'induction magnétique en différents points et d'intégrer cette induction sur une surface déterminée, en tenant compte des couplages avec d'éventuelles bobines, ce qui nous donne des flux magnétiques totalisés par spire.

Le quotient des flux totalisés par spire par le potentiel magnétique qui les crée nous donne les perméances magnétiques associées au flux traversant l'entrefer.

La figure A8.1 résume cette suite d'opérations.

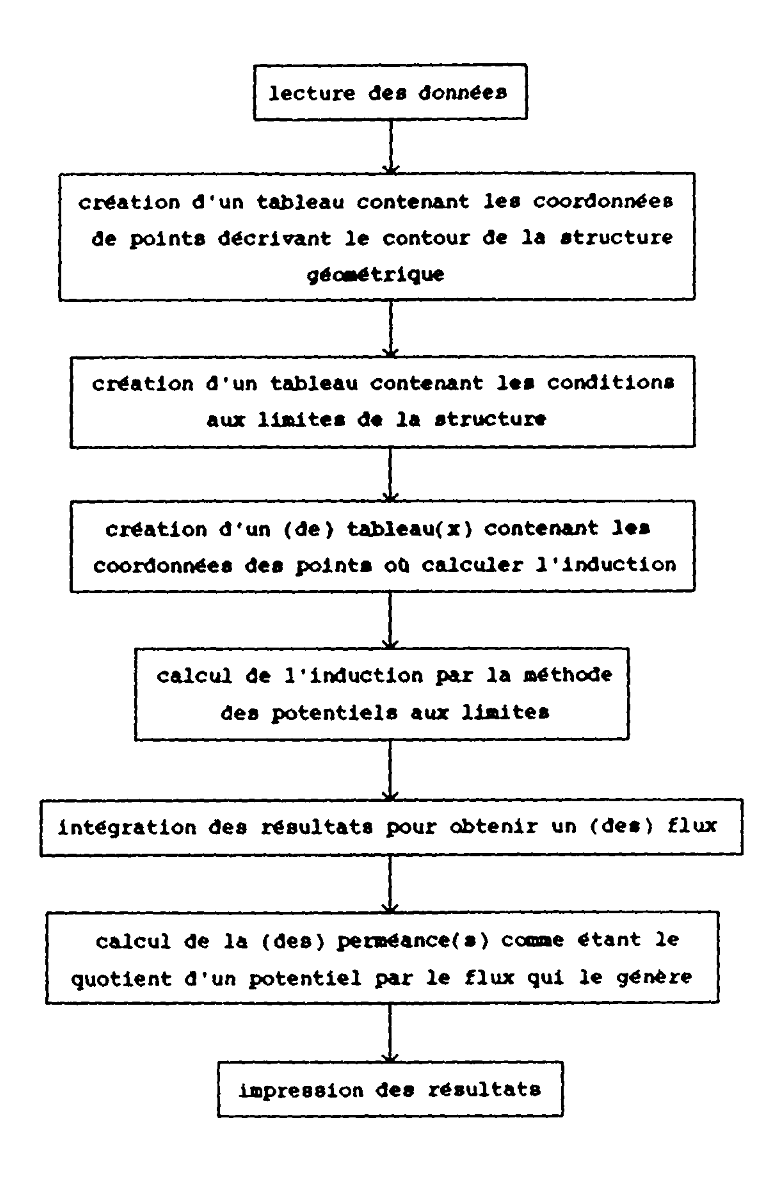


Figure A8.1: organigramme du programme calculant les flux principaux

La méthode des potentiels aux limites n'est pas adaptée au calcul des flux magnétiques dans des milieux inhomogènes; il est donc indispensable de recourir à des approximations pour calculer les flux associés à des aimants permanents. En pratique, nous remplaçons les aimants permanents par un volume d'air équivalent et par un potentiel magnétique localisé en surface du fer. Plus l'épaisseur de l'aimant (dans le sens magnétique) est faible par rapport à ses autres dimensions, meilleure est la

précision des résultats.

Calcul des perméances de fuite:

En plus des flux magnétiques mutuels entre deux bobines, ou entre une bobine et un aimant permanent, on distingue des flux de fuite, couplés avec une seule bobine, et qui ne contribuent généralement pas à la création du couple électromécanique. Ces flux peuvent se refermer:

- dans l'entrefer, entre deux pôles saillants adjacents,
- dans l'entrefer, entre deux dents contigües,
- dans l'ouverture des encoches (fuite dans les préencoches),
- à travers la dent,
- autour des développantes.

Les flux de fuite associés à des pôles saillants (et qui se referment dans l'entrefer) sont calculés en même temps que les flux principaux (par la méthode des potentiels aux limites). Par contre, tous les autres flux de fuite le sont séparément, au moyen de relations plus ou moins empiriques résumées ci-dessous. Les perméances de fuite totales sont exprimées comme étant la somme des perméances partielles (lorsque le système n'est pas saturé, il est possible d'appliquer le principe de superposition).

Pour plus de détails à propos du calcul des perméances de fuite, le lecteur consultera avec profit les références [4] et [7].

Note: les relations ci-dessous donnent directement les réactances de fuite en fonction du nombre total de spires par phase.

Fuites des têtes de dents:

$$X_z = \omega \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot l_i \cdot \lambda_z / (2 \cdot p \cdot q)$$

avec $\lambda_z = 5 \cdot (\delta / ou_z) / (5 + 4 \cdot \delta / ou_z)$
pour des machines à entrefer constant, et
$\lambda_z = (5 \cdot (\delta / ou_z) / (5 + 4 \cdot \delta / ou_z)) \cdot b_p/\tau_p$
pour des machines à pôles saillants.

Fuites dans les encoches et préencoches:

$$X_n = \omega \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot l_i \cdot \lambda_n \cdot k_c \cdot k_k / (2 \cdot p \cdot q)$$

avec λ_n = coefficient dépendant de la forme des encoches (référence [7])

k_c et k_k: coefficients tenant compte de la répartition des conducteurs et de leur position à l'intérieur de l'encoche (pour les bobinages à plusieurs couches)

Fuites autour des développantes:

$$X_{dev} = \omega \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot l_{dev} \cdot \lambda_s / (2 \cdot p)$$

avec λ_s: coefficient fonction du type de machine (voir référence [7])
l_{dev} = longueur moyenne des développantes

Autres fuites:
on distingue encore des flux de fuite différentiels et des flux de fuite associés à l'inclinaison des barres de machines asynchrones; à ce propos, consulter également les références [4] et [7].

Problèmes posés par l'introduction de la saturation:

Lorsque le fer est saturé, les flux totalisés $d\Psi$ de la relation (5.1) sont liés aux courants par des relations non linéaires: il n'est donc plus possible d'intégrer (5.1) pour obtenir (5.2), et tous les développements des chapitres 5 et 6 deviennent caducs. Il est certes possible de résoudre (5.1) au moyen de méthodes numériques, mais uniquement dans des cas d'école sans rapport avec la réalité.
L'introduction de la saturation dans la simulation de régimes statiques ne pose que peu de problèmes; un processus itératif permet de déterminer l'induction dans les différentes parties de la machine pour une perméabilité du fer donnée, de modifier cette perméabilité en fonction des résultats, de recalculer l'induction, et ainsi de suite jusqu'à ce que le système converge; ce processus permet de conserver le principe de superposition pour chaque itération, et donc de considérer séparément les effets de chaque bobinage.
La simulation en régime dynamique d'une machine saturée est beaucoup plus complexe. Dans ce cas, l'utilisation de la transformation de Park ne présente plus aucun avantage, puisque les inductances associées aux différentes phases ne sont plus égales en valeur instantanée (à cause de la saturation), et donc que le système polyphasé n'est plus symétrique. Peut-être est-il possible d'introduire des perméances fonctions de la valeur des courants dans les équations en grandeurs de phase de la machine et de résoudre numériquement le système qui en découle?

En pratique, et pour contourner ces difficultés, on considère que la perméabilité du fer est constante (indépendante de la valeur des courants), et qu'elle prend une valeur moyenne déterminée pour un régime de fonctionnement donné. Notons que cette approximation peut être la source d'erreurs non négligeables.

Annexe 9

EQUATIONS DU REGIME TRANSITOIRE SYMETRIQUE

Cette annexe présente l'ensemble des équations qui interviennent dans tout programme simulant le comportement des différents types de machines en régime transitoire symétrique (voir chapitre 6); son but n'est pas de commenter une fois de plus ces relations, mais uniquement de fournir au lecteur un matériel utilisable immédiatement lors du développement d'algorithmes de calcul.
Pour simplifier l'écriture, les équations ci-après sont exprimées en fonction des inductances propres et mutuelles, le lien entre ces dernières et les perméances des relations du chapitre 6 étant facile à établir.
Cette annexe comprend quatre parties:
- équations de la machine à courant continu,
- équations de la machine asynchrone,
- équations de la machine synchrone avec amortisseur,
- équations de la machine synchrone sans amortisseur.

Equations de la machine à courant continu:

$$d\Omega/dt = (M_{mot} - M_{pr} - M_{ch}) / I_{sys}$$

$$d\Psi_{ds}/dt = u_e - R_e \cdot i_e$$
$$d\Psi_{qs}/dt = u_c - R_c \cdot i_c$$
$$d\Psi_{qr}/dt = u_{qr} - R_r \cdot i_{qr} + \omega_m \cdot \Psi_{dr}$$

avec

$$i_e = \Psi_{dr} / L_{er}$$
$$i_c = (L_{cr} \cdot \Psi_{qr} - L_{qr} \cdot \Psi_{qs}) / (L_c \cdot L_{qr} - L_{cr}^2)$$
$$i_{qr} = (L_c \cdot \Psi_{qr} - L_{cr} \cdot \Psi_{qs}) / (L_c \cdot L_{qr} - L_{cr}^2)$$

$$\Psi_{dr} = (L_{er} / L_e) \cdot \Psi_{ds}$$

$\omega_m = p \cdot \Omega$

Puissance totale absorbée par la machine:

$$P = u_e \cdot i_e + u_c \cdot i_c + u_{qr} \cdot i_{qr}$$

Couple électromécanique:

$$M_{mot} = - p \cdot \Psi_{dr} \cdot i_{qr}$$

Les couples résistants M_{pr} (pertes mécaniques du moteur) et M_{ch} dépendent du temps, et éventuellement de Ω et de la position instantanée du rotor de la machine (intégrale de Ω sur le temps).

Remarque: selon les couplages, les conditions portent sur les tensions ou sur les courants; par exemple, pour une machine à excitation série, on obtient:

$|i_{qr}| = |i_c| = |i_e|$;
u_{qr} imposée en fonction du temps (et d'autres grandeurs si le système simule un entraînement asservi);
u_e et u_c inconnues;
par contre, pour une machine à excitation séparée, on obtient:
$|i_{qr}| = |i_c|$;
u_{qr} et u_e imposées en fonction du temps (et de grandeurs d'asservissement);
u_c inconnue.

Selon les cas, il sera donc nécessaire de modifier la structure du système d'équations ci-dessus pour pouvoir introduire ces contraintes.

Equations de la machine asynchrone:

$$d\Omega/dt = (M_{mot} - M_{pr} - M_{ch}) / I_{sys}$$

$$d\Psi_{ds}/dt = u_{ds} - R_s \cdot i_{ds}$$
$$d\Psi_{qs}/dt = u_{qs} - R_s \cdot i_{qs}$$
$$d\Psi_{dr}/dt = u_{dr} - R_r \cdot i_{dr} - \omega_m \cdot \Psi_{qr}$$
$$d\Psi_{qr}/dt = u_{qr} - R_r \cdot i_{qr} + \omega_m \cdot \Psi_{dr}$$

avec

$$i_{ds} = (L_{dqr}\cdot\Psi_{ds} - L_{dqsr}\cdot\Psi_{dr}) / (L_{dqs}\cdot L_{dqr} - L^2_{dqsr})$$
$$i_{qs} = (L_{dqr}\cdot\Psi_{qs} - L_{dqsr}\cdot\Psi_{qr}) / (L_{dqs}\cdot L_{dqr} - L^2_{dqsr})$$
$$i_{dr} = (L_{dqs}\cdot\Psi_{dr} - L_{dqsr}\cdot\Psi_{ds}) / (L_{dqs}\cdot L_{dqr} - L^2_{dqsr})$$
$$i_{qr} = (L_{dqs}\cdot\Psi_{qr} - L_{dqsr}\cdot\Psi_{qs}) / (L_{dqs}\cdot L_{dqr} - L^2_{dqsr})$$

$$\omega_m = p \cdot \Omega$$

Puissance totale absorbée par la machine:

$$P = (m_s/2) \cdot (u_{ds}\cdot i_{ds} + u_{qs}\cdot i_{qs}) + (m_r/2) \cdot (u_{dr}\cdot i_{dr} + u_{qr}\cdot i_{qr})$$

u_{dr} et u_{qr} sont le plus souvent nuls (rotor en court-circuit).

Couple électromécanique:

$$M_{mot} = -(m_r/2) \cdot p \cdot (\Psi_{dr}\cdot i_{qr} - \Psi_{qr}\cdot i_{dr})$$

Les quatre tensions u_{ds}, u_{qs}, u_{dr} et u_{qr} sont imposées en fonction du temps, et d'autres grandeurs si la machine fonctionne en régime asservi. ou avec une alimentation électronique à limitation de courant. etc...
Les couples résistants M_{pr} (pertes mécaniques du moteur) et M_{ch} dépendent du temps, et éventuellement de Ω et de la position instantanée du rotor de la machine (intégrale de Ω sur le temps).

Equations de la machine synchrone avec amortisseur:

$$d\Omega/dt = (M_{mot} - M_{pr} - M_{ch}) / I_{sys}$$

$$d\Psi_{ds}/dt = u_{ds} - R_s\cdot i_{ds} + \omega_m\cdot\Psi_{qs}$$
$$d\Psi_{qs}/dt = u_{qs} - R_s\cdot i_{qs} - \omega_m\cdot\Psi_{ds}$$
$$d\Psi_e/dt = u_e - R_e\cdot i_e$$
$$d\Psi_{da}/dt = u_{da} - R_a\cdot i_{da}$$
$$d\Psi_{qa}/dt = u_{qa} - R_a\cdot i_{qa}$$

avec (notation):

$$\Psi_{ds} = L_{ds} \cdot i_{ds} + L_{se} \cdot i_e + L_{dsa} \cdot i_{da}$$
$$\Psi_{qs} = L_{qs} \cdot i_{qs} + L_{qsa} \cdot i_{qa}$$
$$\Psi_e = L_{se} \cdot i_{ds} + L_e \cdot i_e + L_{ae} \cdot i_{da}$$
$$\Psi_{da} = L_{dsa} \cdot i_{ds} + L_{ae} \cdot i_e + L_{da} \cdot i_{da}$$
$$\Psi_{qa} = L_{qsa} \cdot i_{qs} + L_{qa} \cdot i_{qa}$$

d'où:

$$\xi = 2 \cdot L_{dsa} \cdot L_{ae} \cdot L_{se} + L_{ds} \cdot L_{da} \cdot L_e - L_{ds} \cdot L_{ae}^2 - L_{da} \cdot L_{se}^2 - L_e \cdot L_{dsa}^2$$

$$i_{ds} = \{(L_{da} \cdot L_e - L_{ae}^2) \cdot \Psi_{ds} + (L_{ae} \cdot L_{dsa} - L_{se} \cdot L_{da}) \cdot \Psi_e + (L_{se} \cdot L_{ae} - L_e \cdot L_{dsa}) \cdot \Psi_{da}\} / \xi$$
$$i_{qs} = (L_{qa} \cdot \Psi_{qs} - L_{qsa} \cdot \Psi_{qa}) / (L_{qa} \cdot L_{qs} - L_{qsa}^2)$$
$$i_e = \{(L_{dsa} \cdot L_{ae} - L_{da} \cdot L_{se}) \cdot \Psi_{ds} + (L_{ds} \cdot L_{da} - L_{dsa}^2) \cdot \Psi_e + (L_{se} \cdot L_{dsa} - L_{ds} \cdot L_{ae}) \cdot \Psi_{da}\} / \xi$$
$$i_{da} = \{(L_{ae} \cdot L_{se} - L_{dsa} \cdot L_e) \cdot \Psi_{ds} + (L_{dsa} \cdot L_{se} - L_{ds} \cdot L_{ae}) \cdot \Psi_e + (L_{ds} \cdot L_e - L_{se}^2) \cdot \Psi_{da}\} / \xi$$
$$i_{qa} = (L_{qs} \cdot \Psi_{qa} - L_{qsa} \cdot \Psi_{qs}) / (L_{qa} \cdot L_{qs} - L_{qsa}^2)$$

$$\omega_m = p \cdot \Omega$$

Puissance totale absorbée par la machine:

$$P = (m/2) \cdot (u_{ds} \cdot i_{ds} + u_{qs} \cdot i_{qs}) + u_e \cdot i_e$$

Couple électromécanique:

$$M_{mot} = (m/2) \cdot p \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds})$$

Les tensions u_{ds}, u_{qs} et u_e sont généralement imposées en fonction du temps et d'autres grandeurs (en cas d'asservissement) telles que position instantanée du rotor; u_{da} et u_{qa} sont nuls (bobinages en court-circuit). Les couples résistants M_{pr} (pertes mécaniques du moteur) et M_{ch} dépendent du temps, et éventuellement de Ω et de la position instantanée du rotor de la machine (intégrale de Ω sur le temps).

Equations de la machine synchrone sans amortisseur:

$d\Omega/dt = (M_{mot} - M_{pr} - M_{ch}) / I_{sys}$

$d\Psi_{ds}/dt = u_{ds} - R_s \cdot i_{ds} + \omega_m \cdot \Psi_{qs}$
$d\Psi_{qs}/dt = u_{qs} - R_s \cdot i_{qs} - \omega_m \cdot \Psi_{ds}$
$d\Psi_e/dt = u_e - R_e \cdot i_e$

avec (notation):

$\Psi_{ds} = L_{ds} \cdot i_{ds} + L_{se} \cdot i_e$
$\Psi_{qs} = L_{qs} \cdot i_{qs}$
$\Psi_e = L_{se} \cdot i_{ds} + L_e \cdot i_e$

d'où:

$i_{ds} = (L_e \cdot \Psi_{ds} - L_{se} \cdot \Psi_e) / (L_{ds} \cdot L_e - L_{se}^2)$
$i_{qs} = \Psi_{qs} / L_{qs}$
$i_e = (L_{ds} \cdot \Psi_e - L_{se} \cdot \Psi_{ds}) / (L_{ds} \cdot L_e - L_{se}^2)$

$\omega_m = p \cdot \Omega$

Puissance totale absorbée par la machine:

$P = (m/2) \cdot (u_{ds} \cdot i_{ds} + u_{qs} \cdot i_{qs}) + u_e \cdot i_e$

Couple électromécanique:

$M_{mot} = (m/2) \cdot p \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds})$

Les tensions u_{ds}, u_{qs} et u_e sont comme précédemment imposées en fonction du temps et de grandeurs d'asservissement.
Les couples résistants M_{pr} (pertes mécaniques du moteur) et M_{ch} dépendent du temps, et éventuellement de Ω et de la position instantanée du rotor de la machine (intégrale de Ω sur le temps).

Annexe 10

INDICATIONS POUR LE CHOIX D'UN TYPE DE MACHINE

Cette annexe réunit quelques informations qui permettent de mieux choisir un type de machine en fonction d'une application précise; ce sont:
- une clef de détermination sommaire pour le choix d'un moteur;
- des indications relatives au prix de quelques variantes.

Clef de détermination pour le choix d'un type de machine:

La clef ci-dessous fournit au lecteur le type de machine le plus couramment utilisé pour quelques problèmes d'entraînements électriques typiques.

Rappel: le principe d'une clef de détermination est le suivant: l'utilisateur commence par lire le point n° 1. Si l'affirmation qui y figure est correcte, il va au point dont le numéro figure entre parenthèses à la fin de la phrase. Dans le cas contraire, il poursuit à la ligne suivante. Il répéte ce processus jusqu'à l'obtention d'une réponse finale.

1 : machine fonctionnant en génératrice (11)
2 : entraînement économique à vitesse constante à partir d'un réseau triphasé (26)
3 : entraînement sans entretien, ou en atmosphère explosive ou perturbée (29)
4 : réseau triphasé et démarrage d'une charge avec grande inertie (rapportée au moteur) (35)
5 : travail à puissance constante dans un grand domaine de vitesse (36)
6 : entraînement de véhicules (37)
7 : entraînement économique à partir d'une tension continue (38)
8 : couple de démarrage plus grand que le couple nominal (39)
9 : application au réglage ou au positionnement (40)
10 : aller consulter un document plus détaillé.

11 : génératrice sur un réseau à courant alternatif (17)

12 : machine sans entretien (14)

13 : machine à courant continu.

14 : machine à basse vitesse (16)

15 : machine synchrone (excitée par des aimants radiaux ou cylindriques), associée à un redresseur.

16 : machine synchrone à rotor à griffes excitée par des aimants. ou à aimants radiaux, associée à un redresseur.

17 : cos(φ) réglable (21)

18 : machine asynchrone (24)

19 : génératrice tournant à basse vitesse (grande polarité) (25)

20 : machine synchrone (éventuellement excitée par des aimants permanents).

21 : machine tournant à basse vitesse (23)

22 : machine synchrone excitée par des bobinages (rotor lisse ou à pôles saillants selon le nombre de pôles).

23 : machine synchrone à rotor à griffes excitée par des bobinages.

24 : machine asynchrone à cage. Si elle fonctionne seule sur un réseau. prévoir des condensateurs d'amorçage.

25 : machine synchrone à rotor à griffes (éventuellement excitée par des aimants permanents).

26 : fort couple de démarrage (28)

27 : machine asynchrone à simple cage.

28 : machine asynchrone à double cage ou à rotor bobiné.

29 : vitesse variant fréquemment, ou application au réglage ou au positionnement (31)

30 : machine asynchrone à cage associée à un onduleur électronique.

31 : grande vitesse (par rapport à la puissance) (33)

32 : bonnes performances en accélération (34)

33 : machine synchrone à rotor long et excitation par aimants permanents, associée à un onduleur électronique.

34 : machine synchrone à rotor disque, associée à un onduleur électronique.

35 : moteur asynchrone à rotor bobiné.

36 : moteur courant continu avec bobinages d'excitation.

37 : - moteur courant continu à excitation série,
- moteur courant continu avec hacheur électronique,
- moteur asynchrone à cage avec onduleur électronique.

38 : moteur courant continu.

39 : moteur courant continu excité par des bobinages.

40 : moteur à grande vitesse (par rapport à la puissance) (43)

41 : bonnes performances en accélération (44)

42 : - moteur synchrone à rotor long excité par des aimants permanents, avec onduleur électronique,
- moteur courant continu avec électronique de puissance.

43 : - moteur synchrone à rotor long et excitation par aimants permanents, avec onduleur électronique,
- moteur courant continu (éventuellement à rotor cloche), avec électronique de puissance.

44 : - moteur synchrone à rotor disque et onduleur électronique,
- moteur courant continu à rotor disque ou à rotor cloche et hacheur électronique.

Indications relatives au prix de quelques moteurs:

La figure A10.1 montre l'ordre de grandeur relatif des prix de machines à quatre pôles classiques.
Les machines spéciales étant presque toujours construites sur mesure, leur coût dépend de nombreux facteurs, tels que nombre de pièces, procédés de fabrication, etc...; il n'est donc pas possible de comparer ici les prix des diverses variantes.
La valeur d'une éventuelle alimentation électronique de puissance (onduleur polyphasé ou hacheur à courant continu) est généralement sensiblement égale ou légèrement supérieure à celle du moteur alimenté.

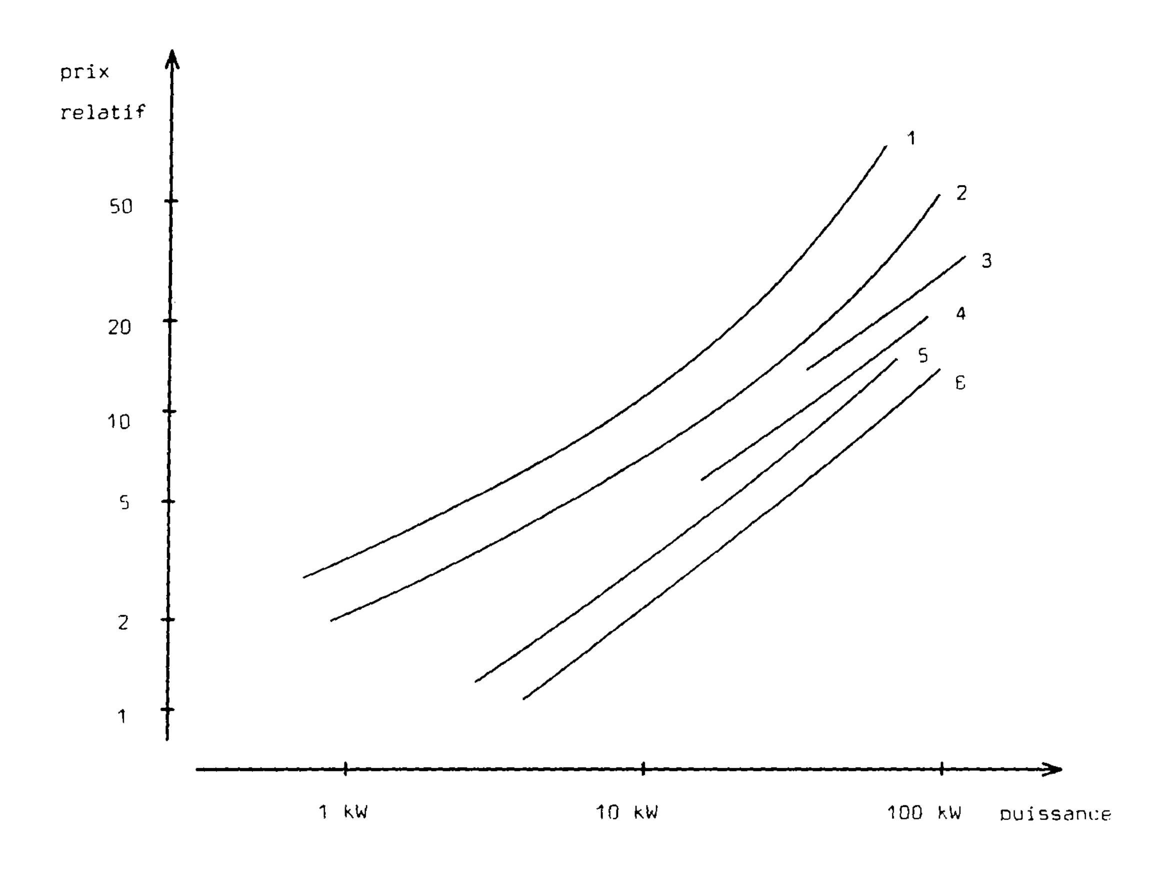


Figure A10.1: prix relatifs approximatifs de machines classiques

1: courant continu, 1000 tr/min
2: courant continu, 3000 tr/min
3: synchrone, 1000 tr/min
4: synchrone, 3000 tr/min
5: asynchrone, 1000 tr/min
6: asynchrone, 3000 tr/min
(Source: catalogue Siemens)

Annexe 11

PREMIER CALCUL DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES, VALEUR DES RESULTATS

Cette annexe a pour but de permettre au lecteur de comparer les résultats du premier calcul des dimensions géométriques de machines (principes exposés au chapitre 4 et dans les annexes 3 et 5) avec les dimensions correspondantes de moteurs réels.
Notons tout de suite qu'une telle comparaison n'a qu'une valeur limitée, puisque aussi bien les valeurs initiales des différents paramètres que les critères d'optimisation utilisés par les fabricants ne nous sont pas connus, et ne sont donc pas les mêmes que ceux sur lesquels nos calculs sont basés.
Le lecteur constatera néanmoins que les valeurs calculées et réalisées ne diffèrent généralement que peu, et que les divergences peuvent être aisément expliquées.
Les machines sur lesquelles sont basées nos comparaisons sont les moteurs M101, M162, M202 et M271 du laboratoire de machines électriques de l'EPFL à Lausanne.

Machine à courant continu de 5,5 kW:

Données:

puissance mécanique: (kW)	5.5
vitesse de rotation: (tr/min)	1500
tension d'alimentation: (V)	110
tension d'excitation: (V)	110

les densités de courant et le rapport l_i/τ_p sont les mêmes dans les deux cas;

Résultats:

valeur:	réalisée	calculée
nombre de pôles:	4	4
diamètre externe: (mm)	322	280
diamètre d'alésage: (mm)	160	155
longueur d'empilage: (mm)	130	124
entrefer: (mm)	1.2	1.5
nombre d'encoches rotor:	27	24
surface d'une encoche: (mm^2)	261	224
hauteur des encoches: (mm)	33	31
largeur du corps du pôle d'excitation: (mm)	46	43
largeur du corps du pôle de commutation: (mm)	20	11
longueur du collecteur: (mm)	58	40
diamètre du collecteur: (mm)	110	140
nombre de lames au collecteur:	81	72
densité de courant d'induit: (A/mm^2)	4.0	4.0
induction moyenne d'entrefer: (T)		0.39
coefficient d'utilisation: ($kW.min/m^3$)	1.1	1.2

Les dimensions "calculées" et "réalisées" correspondent relativement bien dans ce cas; la largeur calculée du corps du pôle de commutation est plus faible que la valeur réelle, mais le pôle calculé est plus long.

Machine à courant continu de 20 kW:

Données:

puissance mécanique: (kW)	20
vitesse de rotation: (tr/min)	1500
tension d'alimentation: (V)	110
tension d'excitation: (V)	110

les densités de courant et le rapport l_i/τ_p sont les mêmes dans les deux cas;

Résultats:

valeur:	réalisée	calculée
nombre de pôles:	4	4
diamètre externe: (mm)	430	390
diamètre d'alésage: (mm)	230	215
longueur d'empilage: (mm)	165	155
entrefer: (mm)	1.8	2.2
nombre d'encoches rotor:	41	24
surface d'une encoche: (mm^2)	238	427
hauteur des encoches: (mm)	35	39
largeur du corps du pôle d'excitation: (mm)	64	62
largeur du corps du pôle de commutation: (mm)	20	13
longueur du collecteur: (mm)	100	104
diamètre du collecteur: (mm)	155	195
nombre de lames au collecteur:	123	72
densité de courant d'induit: (A/mm^2)	4.4	4.4
induction moyenne d'entrefer: (T)		0.39
coefficient d'utilisation: ($kW.min/m^3$)	1.5	1.8

Dans ce cas également, on constate une bonne correspondance entre valeurs "réalisées" et valeurs "calculées".

Machine asynchrone de 4,5 kW:

Données:

puissance mécanique: (kW)	4.5
vitesse de rotation: (tr/min)	1500
tension d'alimentation: (V)	380
fréquence d'alimentation: (Hz)	50
nombre de phases:	3

le rapport l_i/τ_p est le même dans les deux cas;

Résultats:

valeur:	réalisée	calculée
nombre de pôles:	4	4
diamètre externe: (mm)	207	270
diamètre d'alésage: (mm)	136	160
longueur d'empilage: (mm)	106	124
entrefer: (mm)	0.52	0.52
nombre d'encoches stator:	36	36
surface d'une encoche: (mm^2)	175	210
hauteur des encoches stator: (mm)	21	24
nombre d'encoches rotor:	24	24
surface d'une encoche: (mm^2)	187	190
hauteur des encoches rotor: (mm)	25	28
densité de courant statorique: (A/mm^2)		3.6
densité de courant rotorique: (A/mm^2)		4.6
induction moyenne d'entrefer: (T)		0.54
coefficient d'utilisation: ($kW.min/m^3$)	1.5	1.0

On constate que la machine calculée est plus grosse que la machine réelle; ceci provient certainement du fait que les densités de courant et les valeurs de l'induction dans le fer admises par le constructeur sont plus élevées que celles prises par défaut par le programme. Il faut se rappeler à ce propos que l'échauffement n'est pas calculé lors de la première estimation des dimensions géométriques; les valeurs par défaut sont donc choisies de manière à ce qu'elles conduisent plutôt à des machines surdimensionnées.

Machine synchrone à pôles saillants de 20 kW:

Données:

puissance mécanique: (kW)	20
vitesse de rotation: (tr/min)	1500
tension d'alimentation: (V)	380
fréquence d'alimentation: (Hz)	50
nombre de phases:	3
tension d'excitation:(V)	110

le rapport l_i/τ_p est le même dans les deux cas;

Résultats:

valeur:	réalisée	calculée
nombre de pôles:	4	4
diamètre externe: (mm)	380	418
diamètre d'alésage: (mm)	285	320
longueur d'empilage: (mm)	190	220
entrefer: (mm)	2.75	3.0
nombre d'encoches stator:	48	51
surface d'une encoche: (mm^2)	270	260
hauteur des encoches stator: (mm)	20	18
largeur du corps des pôles d'excitation: (mm)	60	52
densité de courant d'induit: (A/mm^2)		4.0
densité de courant d'excitation: (A/mm^2)		2.6
induction moyenne d'entrefer: (T)		0.27
coefficient d'utilisation: ($kW.min/m^3$)	0.9	0.6

Dans ce cas également, la machine calculée est légèrement plus grosses que la machine réelle, mais les différences ne sont pas significatives compte tenu de ce que les densités de courant dans les conducteurs de la machine réelle, ainsi que les coefficients de remplissage et les valeurs de l'induction dans le fer ne sont pas donnés par le fournisseur.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Ouvrages fondamentaux:

1: "Machines électriques"
Volume 10 du traité d'électricité
J.CHATELAIN
Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983, ISBN 2-604-00012-1
(Théorie)

2: "Transducteurs électromécaniques"
Volume 9 du traité d'électricité
M.JUFER
Editions Georgi, St-Saphorin, 1979, ISBN 2-604-00011-3
(Théorie générale)

3: "Machines électriques"
Volumes 1 et 2
M.KOSTENKO , L.PIOTROVSKI
Editions Mir, Moscou, 1979
(Théorie)

4: "Calcul des machines électriques"
Tomes 1 et 2
M.LIWSCHITZ
SPES Lausanne, Dunod Paris, 1967, L.F. 1955 877-1020
(Conception)

5: "Alternating current machines"
M.G.SAY
Pitman publishing, London, 1976/1978, ISBN 0-273-36197-X
(Théorie + conception)

6: "Direct current machines"
M.G.SAY , E.O.TAYLOR
Pitman publishing, London, 1980, ISBN 0-273-01219-3
(Théorie + conception)

7: "Elektrische Maschinen und Umformer"
Teil 2: "Berechnung elektrischer Maschinen"
P.VASKE , J.H.RIGGERT
B.G Teubner, Stuttgart, 1974, ISBN 3-519-16402-7
(Théorie + conception)

Ouvrages secondaires:

8: "Permanent magnet synchronous machines"
M.ABDELAZIZ
Thèse 443, présentée à l'EPFL, Lausanne, 1982
(Méthode de calcul)

9: "Contribution à la modélisation numérique des machines électriques mobiles"
J-M.BIEDINGER
Note scientifique de la division électromécanique
Université de Compiègne, 2/81
(Méthode de calcul)

10: "Détermination numérique des paramètres de la machine synchrone"
J-M.BLANC
Thèse présentée à l'EPFL, Lausanne, 1969
(Méthode de calcul)

11: "The boundary element method for engineers"
C.A.BREBBIA
Pentech Press Limited, Plymouth, 1980, ISBN 0-7273-0205-1
(Méthode de calcul)

12: "Théorie et traitement des signaux"
Volume 6 du traité d'électricité
F. de COULON
Editions Georgi, St-Saphorin, 1984
(Théorie générale)

13: "Thermodynamique des systèmes électromécaniques, conception des micromoteurs pas à pas"
M.GROSJEAN
Thèse 423, présentée à l'EPFL, Lausanne, 1981
(Théorie physique fondamentale)

14: "Computation of Laplacian potentials by an equivalent source method"
R.F.HARRINGTON , K.PONTAPPIDAN , P.ABRAHAMSEN , N.C.ALBERTSEN
Proc. IEE., vol 116, No 10 , octobre 1969
(Méthode de calcul)

15: "The unified theory of electrical machines"
C.V.JONES
Butterworth Ltd, London, 1967
(Modélisation de machines triphasées)

16: "Régimes transitoires"
M.JUFER
Polycopié d'un cours EPFL, Lausanne
(Théorie + méthode de calcul)

17: "Traitement numérique des signaux"
Volume 20 du traité d'électricité
M.KUNT
Editions Georgi, St-Saphorin, 1980, ISBN 2-604-00022-9
(Théorie des transformations numériques)

18: "Ankerwicklungen fur Gleich- und Wechselstrom-maschinen"
R.RICHTER
Julius Springer Verlag, Berlin, 1922
(Conception)

19: "Le petit Robert"
P.ROBERT
Société du nouveau Littré, Paris, 1977, ISBN 2-85-036-030-9
(Dictionnaire du français usuel)

20: "Herstellung der Wicklungen elektrischer Maschinen"
H.SEQUENZ
Springer Verlag, Wien, 1973, ISBN 3-211-81068-4
(Technologie)

21: "Régimes transitoires de machines électriques"
TU XUAN MAI
Polycopié d'un cours EPFL, Lausanne
(Théorie + méthode de calcul)

22: "Elektrische Maschinen - Berechnung rotierender elektrischer Maschinen"
K.VOGT
Veb Verlag Technik, Berlin, 1974
(Théorie + conception)

23: "Etude harmonique tridimensionnelle des moteurs linéaires asynchrones à bobinages polyphasés quelconques"
N.WAVRE
Thèse 219, présentée à l'EPFL, Lausanne, 1975
(Méthode de calcul)

24: "Konstruktion elektrischer Maschinen"
E.WIEDEMANN , W.KELLENBERGER
Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1967
(Technologie)

LISTE DES SYMBOLES UTILISES

A la fin de cette liste, deux figures montrent les principales dimensions des machines et les symboles associés.

Note: les numéros entre parenthèses renvoient généralement au premier paragraphe dans lequel le symbole apparait. La lettre "A" suivie d'un chiffre indique l'annexe correspondante.

Variables:

A_z	surface disponible pour les conducteurs	m^2	(A3)
A_1	courant linéique d'induit	A/m	(4.3.3)
b	largeur	m	(A3)
b_{dev}	longueur occupée par les développantes dans le prolongement de l'empilage	m	(A3)
b_{fz}	largeur totale occupée par l'ensemble des corps des pôles ou des dents	m	(A3)
b_p	largeur du corps polaire	m	(5.4.5)
bst	largeur rapportée au pas polaire		(A3)
B	induction magnétique	T	(3.2.1)
B_{rem}	induction rémanente de l'aimant	T	(A2)
C	coefficient d'utilisation	$W \cdot min/m^3$	(A2)
d_a	diamètre d'alésage	m	(4.3.2)
dl	élément infinitésimal de longueur	m	(3.4)
dS	élément infinitésimal de surface	m^2	(3.4)
dt	élément infinitésimal de durée	s	(3.6)
dV	élément infinitésimal de volume	m^3	(6.5)
$d\alpha$	élément infinitésimal d'angle	rad	(5.2)
D	déplacement électrique	As/m^2	(3.2.1)
E	champ électrique	V/m	(3.2.1)
f	fréquence	Hz	(6.2.5)
F	force	N	(3.2.1)
h	hauteur	m	(A3)
h_z	hauteur des dents ou corps polaires	m	(A3)
h_{z1}	hauteur des semelles polaires ou des préencoches	m	(A3)
H	champ magnétique	A/m	(3.2.1)

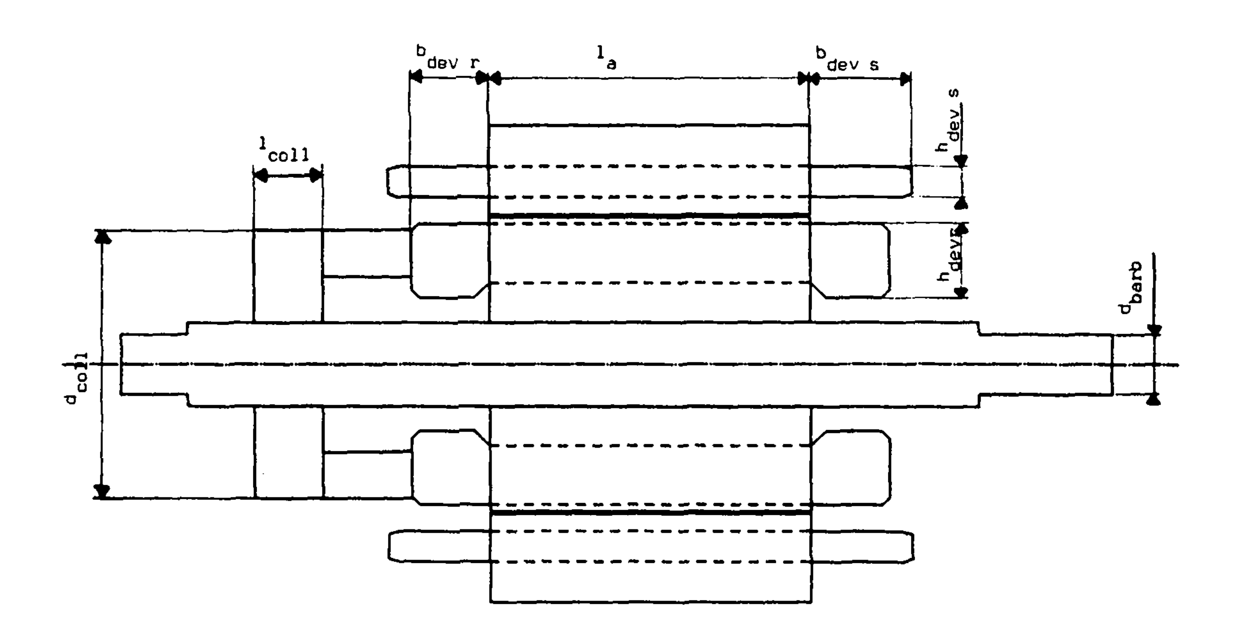
H_c	champ coercitif	A/m	(A2)
H_0	champ de saturation des aimants	A/m	(3.4)
i ou I	courant électrique	A	(3.4)
[i], [I]	vecteur colonne des courants de phase	A	(5.2)
$[i]^t$	transposée de [i]	A	(5.2)
I	inertie	kgm^2	(A3)
I_{sys}	inertie totale du système rapportée au moteur	kgm^2	(6.6.4)
J	densité de courant	A/m^2	(3.2.1)
k_{cu}	coefficient de remplissage		(A3)
k_{ld}	rapport entre épaisseur du disque et diamètre actif moyen		(A6)
l	longueur	m	(A3)
l_a	longueur d'empilage	m	(A3)
l_{fer}	longueur du fer	m	(A3)
l_i	longueur idéale d'induit	m	(4.3.2)
L	inductance	Vs/A	(5.2)
[L]	matrice d'inductances	Vs/A	(5.2)
m	nombre de phases		(6.2.2)
M	couple mécanique	Nm	(4.3.3)
M_{ch}	couple résistant de la charge	Nm	(6.6.4)
M_{pr}	couple de pertes mécaniques du moteur	Nm	(6.6.4)
M_δ	couple électromécanique dans l'entrefer	Nm	(4.3.3)
M	magnétisation	A/m	(3.2.1)
n	vitesse en tours/minute	tr/min	(A2)
N	nombre de spires d'une bobine		(3.4)
N	suivi d'un indice: nombre de...		(A3)
ou_z	largeur de l'ouverture d'encoche	m	(A8)
p	nombre de paires de pôles		(6.2.3)
p_{fer}	chiffre de perte des tôles	W/kg	(6.5)
P	puissance	W	(4.3.2)
q	nombre d'encoches par pôle et phase		(A7)
q	densité de charges volumiques	C/m^3	(3.2.1)
R	résistance électrique	Ω	(3.4)
R_m	réluctance magnétique	A/Vs	(3.4)
s_n	glissement nominal		(A2)
S	surface	m^2	(3.4)
S	vecteur de Poynting	W/m^2	(3.2.1)
t	temps	s	(6.2.5)
T	température	^oC	(A2)

u ou U	tension	V	(3.4)
[u], [U]	matrice des tensions de phase	V	(5.2)
v	vitesse	m/s;	(3.2.1)
v_{periph}	vitesse périphérique du rotor	m/s	(A2)
V	volume	m^3	(6.5)
W	énergie	J	(5.2)
X	réactance	Ω	(A8)
α	position angulaire du rotor par rapport au stator	rad	(5.2)
δ	entrefer	m	(A3)
ϵ	permittivité	As/Vm	(3.2.1)
φ	déphasage entre courant et tension	rad	(6.3.3)
Φ	flux magnétique	Vs	(3.4)
γ	masse volumique	kg/m^3	(6.5)
θ	angle entre axe d et axe de la phase 1	rad	(6.2.2)
θ_{el}	angle électrique entre l'axe du stator et celui du rotor	rad	(5.2)
θ_s, θ_r	angle entre l'axe d et l'axe magnétique (du stator, du rotor)	rad	(6.2.5)
Θ	potentiel magnétique	A	(3.4)
Λ	perméance magnétique	Vs/A	(3.4)
Λ_σ	perméance de fuite	Vs/A	(6.2.4)
[Λ]	matrice de perméances	Vs/A	(6.2.5)
μ	perméabilité	Vs/Am	(3.2.1)
μ_0	perméabilité du vide	Vs/Am	
ρ	résistivité	Ωm	(3.2.1)
τ	accroissement de temps	s	(3.6)
τ_p	pas polaire	m	(5.4.5)
τ_z	pas d'encoche	m	(A8)
ω	pulsation électrique	rad/s	(6.3.3)
ω_a	pulsation des axes d-q	rad/s	(6.2.3)
ω_m	pulsation mécanique $= p \cdot \Omega_n$	rad/s	(6.2.3)
Ω	vitesse de rotation	rad/s	(6.2.3)
Ω_n	vitesse nominale	rad/s	(6.2.3)
Ψ	flux magnétique totalisé	Vs	(5.2)
[Ψ]	vecteur colonne des flux totalisés	Vs	(5.2)

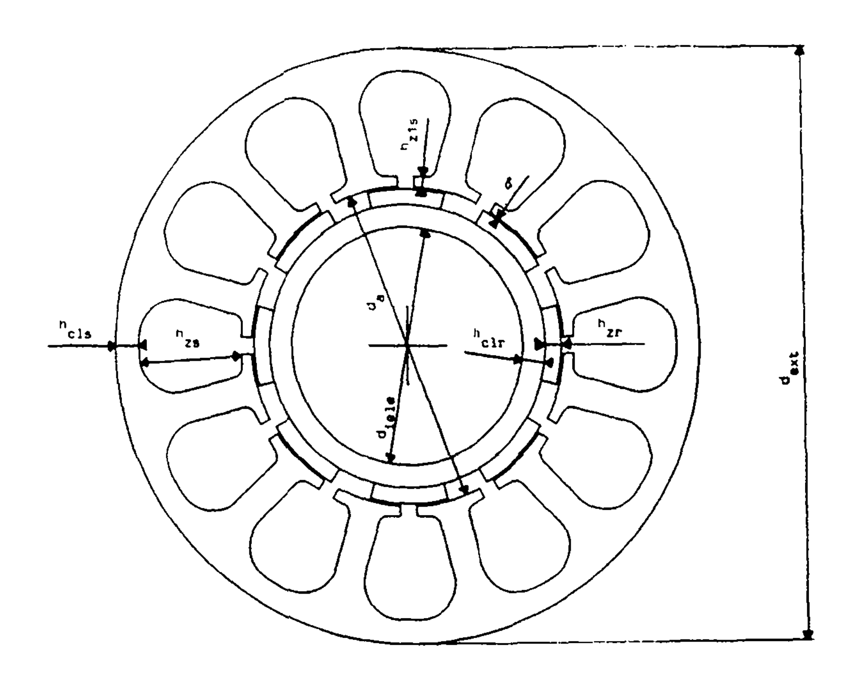
indices:

a	enroulement amortisseur	(6.2.6)
aim	aimant	(3.4)
b	bobine	(3.4)
bag	bagues	(A3)
barb	bout d'arbre	(A2)
cal	valeur calculée	(A3)
ch	en charge	(6.6.4)
cl	culasse	(A3)
c ou com	pôles de commutation	(6.2.4)
coll	collecteur	(A3)
crm	culasse rotor, maximum	(A2)
csm	culasse stator, maximum	(A2)
cu	cuivre	(6.5)
d	selon l'axe direct d	(6.2.2)
dev	développantes	(A3)
e ou exc	excitation	(4.3.3)
e ou ext	externe	(A3)
fer	fer	(6.5)
fv	fentes de ventilation	(A3)
iele	interne de la partie électrique	(A2)
k	indice repérant les phases	(6.2.2)
mag	magnétique	(5.2)
max	valeur maximale	(A2)
mec	mécanique	(A2)
min	valeur minimale	(A2)
moy	valeur moyenne	(A3)
n	indice repérant les phases	(6.2.2)
n	nominal	(6.2.3)
o	selon l'axe homopolaire	(6.2.2)
q	selon l'axe transverse q	(6.2.2)
ri	réaction d'induit	(4.3.3)
r ou rot	rotor	(5.2)
s ou st	stator	(5.2)
z	dents ou encoches	(A3)
zrm	dents rotor, maximum	(A2)
zsm	dents stator, maximum	(A2)
δ	entrefer	(4.3.3)

Remarque: une combinaison de plusieurs indices est possible; par exemple: L_{dsr} est l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor selon l'axe d.



Section longitudinale d'une machine (à courant continu)



Section transversale d'une machine (synchrone à aimants cylindriques)

INDEX ALPHABETIQUE

CURRICULUM VITAE

Alain Edouard PERRET

né à Neuchâtel (Suisse) le 13 octobre 1958

originaire de La Sagne (NE) et de Moudon (VD)

études:

1965 - 1974 école primaire, puis collège de Moudon

1974 - 1977 gymnase de la Cité à Lausanne

1977 - 1982 école polytechnique fédérale de Lausanne

diplômes obtenus:

1974 certificat d'études secondaires

1977 baccalauréat ès sciences et maturité fédérale type C

1982 diplôme d'ingénieur électricien de l'école polytechnique fédérale de Lausanne (prix d'excellence en électromécanique)

activités:

1982 - 1984 assistant au laboratoire d'électromécanique et de machines électriques de l'école polytechnique fédérale à Lausanne: travaux dans le domaine des entraînements électriques et du calcul des machines électriques

publications:

- "Self controlled synchronous motor: performance improvement by lead-angle regulation"
  M.Jufer, A.Perret
  PCI-MOTORCON, september 1983, Genève, Suisse
- "A universal method for the computer-aided design of small and middle-sized electrical motors"
  A.Perret
  ICEM, september 1984, Lausanne, Suisse